

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2017-536790

(P2017-536790A)

(43) 公表日 平成29年12月7日 (2017. 12. 7)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02J 50/10 (2016.01)	H02J 50/10	2F067
H01P 5/08 (2006.01)	H01P 5/08	2F129
G01C 21/28 (2006.01)	G01C 21/28	
G01B 15/00 (2006.01)	G01B 15/00	C

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 80 頁)

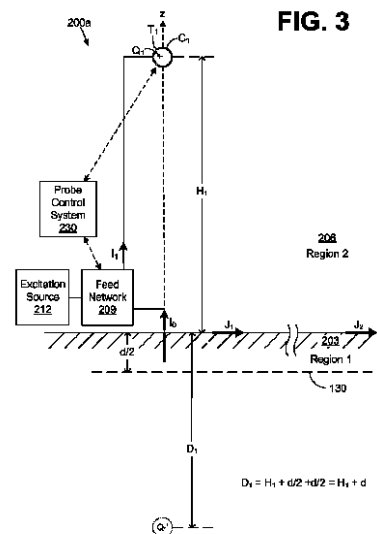
(21) 出願番号	特願2017-514548 (P2017-514548)	(71) 出願人	517087462
(86) (22) 出願日	平成27年9月9日 (2015. 9. 9)		シーピージー テクノロジーズ、 エルエルシー
(85) 翻訳文提出日	平成29年5月15日 (2017. 5. 15)		アメリカ合衆国 75154 テキサス州
(86) 国際出願番号	PCT/US2015/049236		レッド オーク 202エヌ アイー3
(87) 国際公開番号	W02016/040516		5 スイート シー
(87) 国際公開日	平成28年3月17日 (2016. 3. 17)	(74) 代理人	100079049
(31) 優先権主張番号	62/049, 039		弁理士 中島 淳
(32) 優先日	平成26年9月11日 (2014. 9. 11)	(74) 代理人	100084995
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 加藤 和詳
(31) 優先権主張番号	14/839, 175	(72) 発明者	コルム、 ジェームス エフ.
(32) 優先日	平成27年8月28日 (2015. 8. 28)		アメリカ合衆国 44065 オハイオ州
(33) 優先権主張国	米国 (US)		ニューベリー フェアマウント ロード
			10142

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導表面波によるジオロケーション、システム、方法、装置

(57) 【要約】

種々の地上局における誘導表面波導波路プローブから発射された誘導表面波を用いて、ナビゲーション位置を確定する種々の実施形態が開示される。ナビゲーションユニットは、誘導表面波が地上局からナビゲーションユニットまで進行した時間を決定することにより、その位置を確定してもよい。別の実施形態では、ナビゲーションユニットはまた、誘導表面波が地上局からナビゲーションユニットまで進行した後のその強度変化を決定することにより、その位置を確定してもよい。他の実施形態では、ナビゲーションユニットはまた、位相固定された誘導表面波が地上局からナビゲーションユニットまで進行する間の、その位相差を決定することにより、その位置を確定してもよい。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 の損失性導電性媒体の第 1 の入射の複素ブルースター角 (θ_i, θ_B) で入射する第 1 の波面を合成する、結果として得られる場を少なくとも 1 つ生成するように構成された前記第 1 の損失性導電性媒体の上に持ち上げられた第 1 の帯電ターミナルを有する第 1 の誘導表面導波路プローブと、

前記第 1 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路であって、前記第 1 の誘導表面導波路プローブに接続された前記回路は、前記第 1 の誘導表面導波路プローブを介して第 1 の周波数の第 1 の誘導表面波を少なくとも発射するように構成される、前記回路と、第 2 の損失性導電性媒体の第 2 の入射の複素ブルースター角 (θ_i, θ_B) で入射する第 2 の波面を合成する、結果として得られる場を少なくとも 1 つ生成するように構成された第 2 の損失性導電性媒体の上に持ち上げられた第 2 の帯電ターミナルを有する第 2 の誘導表面導波路プローブと、

第 2 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路であって、第 2 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、第 2 の誘導表面導波路プローブを介して第 2 の周波数の第 2 の誘導表面波を少なくとも発射するように構成される、回路と、

第 3 の損失性導電性媒体の第 2 の入射の複素ブルースター角 (θ_i, θ_B) で入射する第 3 の波面を合成する、結果として得られる場を少なくとも 1 つ生成するように構成された第 3 の損失性導電性媒体の上に持ち上げられた第 3 の帯電ターミナルを有する第 3 の誘導表面導波路プローブと、

第 3 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路であって、第 3 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、第 3 の誘導表面導波路プローブを介して第 3 の周波数の第 3 の誘導表面波を少なくとも発射するように構成される、回路と、

を有するシステム。

【請求項 2】

陸上の媒体に沿って進行する前記第 1 の誘導表面波から電気エネルギーを獲得するように構成された第 1 の誘導表面波受信構造体、および前記陸上の媒体に沿って進行する前記第 2 の誘導表面波から電気エネルギーを獲得するように構成された第 2 の誘導表面波受信構造体をさらに有し、

前記第 2 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された前記回路は、前記第 1 の誘導表面波受信構造体にさらに通信可能に接続され、前記第 2 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された前記回路は、

前記第 1 の誘導表面波が前記第 1 の誘導表面波受信構造体によって受信されたことを決定し、前記第 1 の誘導表面波が前記第 1 の誘導表面波受信構造体によって受信されたという決定に応答して、前記第 2 の誘導表面導波路プローブを介して前記第 2 の周波数の前記第 2 の誘導表面波を発射するように、少なくとも構成され、

前記第 3 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された前記回路は、前記第 2 の誘導表面波受信構造体にさらに通信可能に接続され、前記第 3 の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された前記回路は、

前記第 1 の誘導表面波が前記第 2 の誘導表面波受信構造体によって受信されたことを決定し、

前記第 1 の誘導表面波が前記第 2 の誘導表面波受信構造体によって受信されたという決定に応答して、前記第 3 の誘導表面導波路プローブを介して前記第 3 の周波数の前記第 3 の誘導表面波を発射するように、少なくとも構成される、請求項 1 に記載のシステム。

【請求項 3】

前記第 2 の誘導表面波は、第 1 の誘導表面波受信機によって前記第 1 の誘導表面波が受信されてから所定時間後において発射される、請求項 1 又は請求項 2 に記載のシステム。

【請求項 4】

前記第 3 の誘導表面波は、第 1 の誘導表面波受信機によって前記第 1 の誘導表面波が受信されてから所定時間後において発射される、請求項 1 ～請求項 3 の何れか 1 項に記載の

10

20

30

40

50

システム。

【請求項 5】

前記第 1 の誘導表面波、前記第 2 の誘導表面波、または前記第 3 の誘導表面波のうちの少なくとも 1 つが、データ送信のための搬送波を有する、請求項 1 ～請求項 4 の何れか 1 項に記載のシステム。

【請求項 6】

データは、送信パケットを有し、前記送信パケットは、
タイムスタンプと、

前記第 1 の誘導表面導波路プローブ、前記第 2 の誘導表面導波路プローブ、または前記第 3 の誘導表面導波路プローブのうちの少なくとも 1 つの位置を有する、請求項 1 ～請求項 5 の何れか 1 項に記載のシステム。

【請求項 7】

前記第 1 の帯電ターミナルに電氣的に接続された給電ネットワークをさらに有し、前記給電ネットワークは、前記第 1 の誘導表面導波路プローブの近位の前記損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を提供する、請求項 1 ～請求項 6 の何れか 1 項に記載のシステム。

【請求項 8】

第 1 の誘導表面波プローブを介して第 1 の周波数の第 1 の誘導表面波を発射するステップと、

第 2 の誘導表面波プローブを介して第 2 の周波数の第 2 の誘導表面波を発射するステップであって、前記第 2 の誘導表面波は、前記第 1 の誘導表面波と位相同期している、前記ステップと、

第 3 の誘導表面波プローブを介して第 3 の周波数の第 3 の誘導表面波を発射するステップであって、前記第 3 の誘導表面波は、前記第 1 の誘導表面波と位相同期している、前記ステップとを有する方法。

【請求項 9】

前記第 1 の周波数、前記第 2 の周波数、および前記第 3 の周波数は、基本周波数の高調波である、請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

前記第 2 の周波数および前記第 3 の周波数は、前記第 1 の周波数の高調波である、請求項 8 又は請求項 9 に記載の方法。

【請求項 11】

前記第 1 の誘導表面波は、連続して生成される波を含んでいる、請求項 8 ～請求項 10 の何れか 1 項に記載の方法。

【請求項 12】

前記第 2 の誘導表面波は、連続して生成される波を含んでいる、請求項 8 ～請求項 11 の何れか 1 項に記載の方法。

【請求項 13】

前記第 3 の誘導表面波は、連続して生成される波を含んでいる、請求項 8 ～請求項 12 の何れか 1 項に記載の方法。

【請求項 14】

前記第 1 の誘導表面波、前記第 2 の誘導表面波、または前記第 3 の誘導表面波のうちの少なくとも 1 つは、前記第 1 の誘導表面波の初期位相を含む送信パケットを搬送するために振幅変調される、請求項 8 ～請求項 13 の何れか 1 項に記載の方法。

【請求項 15】

陸上の媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを獲得するように構成された誘導表面波受信構造体と、

前記誘導表面波受信構造体に接続された電氣的負荷であって、前記電氣的負荷は前記誘導表面波を生成する誘導表面波導波路プローブに接続された励起源における負荷となる、

10

20

30

40

50

前記電氣的負荷と、
プロセッサと、
メモリと、

前記メモリに格納される命令のセットを有するアプリケーションであって、前記アプリケーションはそれが前記プロセッサによって実行される時、前記プロセッサに、

前記誘導表面波が前記誘導表面波導波路プローブから前記誘導表面波受信構造体の位置まで進行する距離を計算させ、

前記誘導表面波が前記誘導表面波導波路プローブから前記誘導表面波受信構造体まで進行する前記距離に少なくとも一部基づいて、前記位置に対する座標のセットを決定させる、前記アプリケーションと、を有する、装置。

10

【請求項 16】

前記誘導表面波受信構造体は、線形プローブ、同調共振器、およびコイルからなるグループから選択される、請求項 15 に記載の装置。

【請求項 17】

前記誘導表面波受信構造体は、複数の異なる周波数の誘導表面波を実質的に同時に受信するように構成される、請求項 15 又は請求項 16 に記載の装置。

【請求項 18】

前記プロセッサに、前記誘導表面波が前記装置の前記位置まで進行する前記距離を計算させるステップは、前記プロセッサに、少なくとも、

前記誘導表面波導波路プローブにおける前記誘導表面波の初期強度に対応する、前記誘導表面波の第 1 の強度を決定させるステップと、

20

前記装置の前記位置における前記誘導表面波の強度に対応する、前記誘導表面波の第 2 の強度を決定させるステップと、

前記第 1 の強度と前記第 2 の強度との間の強度変化を計算させるステップと、

前記強度変化に少なくとも一部に基づいて、前記誘導表面波が進行した前記距離を計算させるステップとを、さらに有する、請求項 15 ～請求項 17 の何れか 1 項に記載の装置。

【請求項 19】

前記プロセッサに前記誘導表面波が進行した前記距離を計算させるステップは、プロセッサに、少なくとも、

30

前記誘導表面波導波路プローブからの前記誘導表面波の発射時刻を決定させるステップと、

前記装置における前記誘導表面波の到着時刻を決定させるステップと、

前記誘導表面波が進行した時間を生成するために、前記発射時刻と前記到着時刻との間の時間差を計算させるステップと、

前記誘導表面波が進行した前記時間に少なくとも一部に基づいて、前記誘導表面波が進行した前記距離を計算させるステップとをさらに有する、請求項 15 ～請求項 18 の何れか 1 項に記載の装置。

【請求項 20】

前記誘導表面波の前記発射時刻は、前記誘導表面波の中に符号化される、請求項 19 に記載の装置。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

[関連出願との相互参照]

本出願は、2014 年 9 月 11 日に出願された「GEOLOCATION WITH GUIDED SURFACE WAVES (誘導表面波によるジオロケーション)」と題する、同時係属中の米国仮特許出願第 62/049,039 号の利益および優先権を主張し、さらに、その全体が参照により本明細書に組み込まれる、2015 年 8 月 28 日に

50

出願された米国特許出願第 14 / 839, 175 号の優先権および利益を主張する。

【0002】

本出願は、2013年3月7日に提出され、出願番号第13/789, 538号が付され、米国特許出願公開第2014/0252886号として2014年9月11日に公開された、「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願は、2013年3月7日に提出され、出願番号第13/789, 525号が付され、米国特許出願公開第2014/0252865号として2014年9月11日に公開された、「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属中の米国非仮特許出願にも関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願はさらに、2014年9月10日に提出され、出願番号第14/483, 089号が付された、「Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願はさらに、2015年6月2日に提出され、出願番号第14/728, 507号が付された、「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。本出願はさらに、2015年6月2日に提出され、出願番号第14/728, 492号が付された、「Excitation and Use of Guided Surface Waves」と題された同時係属中の米国非仮特許出願に関する。この文献は、その全体を、参照により本明細書に組み込む。

【背景技術】

【0003】

一世紀以上にわたり、電波によって伝達される信号は、従来のアンテナ構造を使用して発せられる放射場を含んでいた。無線科学とは対照的に、前世紀における電力分配システムは、導電体に沿って誘導されるエネルギーの伝達を含んでいた。無線周波数(RF)と電力伝達との間の区別についてのこの知識が、1900年代初頭から存在していた。

【発明の概要】

【0004】

第1の損失性導電性媒体の第1の入射の複素ブルースター角($\theta_{i, B}$)で入射する第1の波面を合成する、結果として得られる場を少なくとも1つ生成するように構成された第1の損失性導電性媒体の上に持ち上げられた第1の帯電ターミナルを有する第1の誘導表面導波路プローブと、第1の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路であって、第1の誘導表面導波路プローブに接続された回路は、第1の誘導表面導波路プローブを介して第1の周波数の第1の誘導表面波を少なくとも発射するように構成される、回路と、第2の損失性導電性媒体の第2の入射の複素ブルースター角($\theta_{i, B}$)で入射する第2の波面を合成する、結果として得られる場を少なくとも1つ生成するように構成された第2の損失性導電性媒体の上に持ち上げられた第2の帯電ターミナルを有する第2の誘導表面導波路プローブと、第2の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路であって、第2の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、第2の誘導表面導波路プローブを介して第2の周波数の第2の誘導表面波を少なくとも発射するように構成される、回路と、第3の損失性導電性媒体の第2の入射の複素ブルースター角($\theta_{i, B}$)で入射する第3の波面を合成する、結果として得られる場を少なくとも1つ生成するように構成された第3の損失性導電性媒体の上に持ち上げられた第3の帯電ターミナルを有する第3の誘導表面導波路プローブと、第3の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路であって、第3の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、第3の誘導表面導波路プローブを介して第3の周波数の第3の誘導表面波を少なくとも

発射するように構成される、回路と、を有するシステムが開示される。いくつかの実施形態では、本システムは、陸上の媒体に沿って進行する第1の誘導表面波から電気エネルギーを獲得するように構成された第1の誘導表面波受信構造体、および陸上の媒体に沿って進行する第2の誘導表面波から電気エネルギーを獲得するように構成された第2の誘導表面波受信構造体をさらに有し、第2の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、第1の誘導表面波受信構造体にさらに通信可能に接続され、第2の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、少なくとも、第1の誘導表面波が第1の誘導表面波受信構造体によって受信されたことを決定し、第1の誘導表面波が第1の誘導表面波受信構造体によって受信されたという決定に応答して、第2の誘導表面導波路プローブを介して第2の周波数の第2の誘導表面波を発射するように構成され、第3の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、第2の誘導表面波受信構造体にさらに通信可能に接続され、第3の誘導表面導波路プローブに通信可能に接続された回路は、少なくとも、第1の誘導表面波が第2の誘導表面波受信構造体によって受信されたことを決定し、第1の誘導表面波が第2の誘導表面波受信構造体によって受信されたという決定に応答して、第3の誘導表面導波路プローブを介して第3の周波数の第3の誘導表面波を発射するように構成される。本システムのいくつかの実施形態では、第2の誘導表面波は、第1の誘導表面波受信機によって第1の誘導表面波が受信されてから所定時間後に発射される。本システムのいくつかの実施形態では、第3の誘導表面波は、第1の誘導表面波受信機によって第1の誘導表面波が受信されてから所定時間後に発射される。本システムのいくつかの実施形態では、第1の誘導表面波、第2の誘導表面波、または第3の誘導表面波のうちの少なくとも1つが、データ送信のための搬送波を有する。本システムのいくつかの実施形態では、データは送信パケットを有し、送信パケットは、タイムスタンプと、第1の誘導表面波導波路プローブ、第2の誘導表面波導波路プローブ、および第3の誘導表面波導波路プローブのうちの少なくとも1つの位置を有する。いくつかの実施形態では、本システムは、第1の帯電ターミナルに電氣的に接続された給電ネットワークをさらに有し、給電ネットワークは、第1の誘導表面導波路プローブの近位の損失性導電性媒体と関連付けられた入射の複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) と関連付けられたウェーブチルト角 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を提供する。

【0005】

第1の誘導表面波プローブを介して第1の周波数の第1の誘導表面波を発射するステップと、第2の誘導表面波プローブを介して第2の周波数の第2の誘導表面波を発射するステップであって、第2の誘導表面波は、第1の誘導表面波と位相同期している、ステップと、第3の誘導表面波プローブを介して第3の周波数の第3の誘導表面波を発射するステップであって、第3の誘導表面波は、第1の誘導表面波と位相同期している、ステップと、を有する方法が開示される。本方法のいくつかの実施形態では、第1の周波数、第2の周波数、および第3の周波数は、基本周波数の高調波である。本方法のいくつかの実施形態では、第2の周波数および第3の周波数が第1の周波数の高調波である。本方法のいくつかの実施形態では、第1の誘導表面波は、連続して生成される波である。本方法のいくつかの実施形態では、第2の誘導表面波は、連続して生成される波である。本方法のいくつかの実施形態では、第3の誘導表面波は、連続して生成される波である。本方法のいくつかの実施形態では、第1の誘導表面波、第2の誘導表面波、または第3の誘導表面波のうちの少なくとも1つは、第1の誘導表面波の初期位相を有する送信パケットを搬送するために振幅変調される。

【0006】

陸上の媒体に沿って進行する誘導表面波から電気エネルギーを獲得するように構成された誘導表面波受信構造体と、誘導表面波受信構造体に接続された電氣的負荷であって、電氣的負荷は誘導表面波を生成する誘導表面波導波路プローブに接続された励起源における負荷となる、電氣的負荷と、プロセッサと、メモリと、メモリに格納される命令のセットを有するアプリケーションであって、アプリケーションが、プロセッサによって実行される時、プロセッサに、誘導表面波が誘導表面波導波路プローブから誘導表面波受信構造体

の位置まで進行する距離を計算させ、誘導表面波が誘導表面波導波路プローブから誘導表面波受信構造体まで進行する距離に少なくとも一部に基づいて、その位置に対する座標のセットを決定させる、アプリケーションと、を有する、装置が開示される。本装置のいくつかの実施形態では、誘導表面波受信構造体は、線形プローブ、同調共振器、およびコイルからなるグループから選択される。本装置のいくつかの実施形態では、誘導表面波受信構造体は、複数の異なる周波数の誘導表面波を実質的に同時に受信するように構成される。本装置のいくつかの実施形態では、プロセッサに、誘導表面波が本装置の位置まで進行する距離を計算させるステップは、プロセッサに、少なくとも、誘導表面波導波路プローブにおける誘導表面波の初期強度に対応する、誘導表面波の第1の強度を決定させるステップと、装置における誘導表面波の強度に対応する、誘導表面波の第2の強度を決定させるステップと、第1の強度と第2の強度との間の強度変化を計算させるステップと、強度変化に少なくとも一部に基づいて、誘導表面波が進行した距離を計算させるステップとを、さらに有する。本装置のいくつかの実施形態では、プロセッサに誘導表面波が進行した距離を計算させるステップは、プロセッサに、少なくとも、誘導表面波導波路プローブからの誘導表面波の発射時刻を決定させるステップと、本装置における誘導表面波の到着時刻を決定させるステップと、誘導表面波が進行した時間を生成するために、発射時刻と到着時刻との間の時間差を計算させるステップと、誘導表面波が進行した時間に少なくとも一部に基づいて、誘導表面波が進行した距離を計算させるステップとをさらに有する。いくつかの実施形態では、誘導表面波の発射時刻は、誘導表面波の中に符号化される。

10

【0007】

20

本開示の他のシステム、方法、特徴、および利点は、以下の図面および詳細な説明を検討することにより、当業者に明らかになるであろう。このような付加的なシステム、方法、特徴、および利点の全ては、この説明に含まれ、本開示の範囲内であり、添付の特許請求の範囲によって保護されることが意図されている。

【0008】

また、記載された実施形態の全ての随意的で好ましい特徴および変更は、本明細書で教示される本開示の全ての実施態様で 사용할ことができる。さらに、記載された実施形態の全ての随意的で好ましい特徴および変更だけでなく、従属項の個々の特徴も、組み合わせ可能で互いに交換可能である。

【図面の簡単な説明】

30

【0009】

【図1】誘導電磁場および放射電磁場に関する、距離の関数としての場の強度を示すチャートである。

【図2】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面波の伝達のために採用された2つの領域を有する伝播界面を示す図である。

【図3】本開示の様々な実施形態に係る、図2の伝播界面に関して配置された誘導表面導波路プローブを示す図である。

【図4】本開示の様々な実施形態に係る、一次ハンケル関数の近傍漸近線および遠方漸近線の大きさの例のプロットを示す図である。

【図5A】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プローブによって合成された電場の複素入射角を示す図である。

40

【図5B】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プローブによって合成された電場の複素入射角を示す図である。

【図6】本開示の様々な実施形態に係る、図5Aの電場がブルースター角で損失性導電性媒体と交差する位置に対する帯電端子の高さの影響を線図で示す図である。

【図7】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プローブの例を線図で示す図である。

【図8A】本開示の様々な実施形態に係る、図3および図7の誘導表面導波路プローブの、等価の像平面モデルの例を線図で示す図である。

【図8B】本開示の様々な実施形態に係る、図3および図7の誘導表面導波路プローブの

50

、等価の像平面モデルの例を線図で示す図である。

【図 8 C】本開示の様々な実施形態に係る、図 3 および図 7 の誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの例を線図で示す図である。

【図 9 A】本開示の様々な実施形態に係る、図 8 B の誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの、単一ワイヤの伝達線および基本的な伝達線のモデルの例を線図で示す図である。

【図 9 B】本開示の様々な実施形態に係る、図 8 C の誘導表面導波路プロープの、等価の像平面モデルの、単一ワイヤの伝達線および基本的な伝達線のモデルの例を線図で示す図である。

【図 10】本開示の様々な実施形態に係る、損失性導電性媒体の表面に沿って誘導表面波を発するための、図 3 および 7 の誘導表面導波路プロープの調整の例を示すフローチャートである。

【図 11】本開示の様々な実施形態に係る、図 3 および 7 の誘導表面導波路プロープの、ウェーブチルトの角度と位相遅れとの間の関係の例を示すプロットである。

【図 12】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プロープの例を示す図である。

【図 13】本開示の様々な実施形態において、誘導表面導波モードを整合させるために、合成された電場が、ハンケル交差距離において複素ブルースター角で入射する様子を示す図である。

【図 14】本開示の様々な実施形態に係る、図 12 の誘導表面導波路プロープの例を示す図である。

【図 15 A】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プロープの、帯電端子 T_1 の位相遅れ (Φ_U) の虚数部分と実数部分との例のプロットを含む図である。

【図 15 B】本開示の様々な実施形態に係る、図 14 の誘導表面導波路プロープの概略図である。

【図 16】本開示の様々な実施形態に係る誘導表面導波路プロープの例を示す図である。

【図 17】本開示の様々な実施形態に係る、図 16 の誘導表面導波路プロープの例を線図で示す図である。

【図 18 A】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る受信構造の例を示す図である。

【図 18 B】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る受信構造の例を示す図である。

【図 18 C】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る受信構造の例を示す図である。

【図 18 D】本開示の様々な実施形態に係る、受信構造の調整の例を示すフローチャートである。

【図 19】本開示の様々な実施形態に係る、誘導表面導波路プロープによって発せられた誘導表面波の形式で伝達されたエネルギーを受信するために採用され得る追加の受信構造の例を示す図である。

【図 20 A】本開示の種々の実施形態に係るジオロケーションのための誘導表面波の適用の説明に用いられる種々の回路記号を示す。

【図 20 B】本開示の種々の実施形態に係るジオロケーションのための誘導表面波の適用の説明に用いられる種々の回路記号を示す。

【図 20 C】本開示の種々の実施形態に係るジオロケーションのための誘導表面波の適用の説明に用いられる種々の回路記号を示す。

【図 20 D】本開示の種々の実施形態に係るジオロケーションのための誘導表面波の適用の説明に用いられる種々の回路記号を示す。

【図 20 E】本開示の種々の実施形態に係るジオロケーションのための誘導表面波の適用

10

20

30

40

50

の説明に用いられる種々の回路記号を示す。

【図 2 1】本開示の種々の実施形態に係る、1 つまたは複数の誘導表面波プローブによって発射される誘導表面波に基づいてその位置を決定することができるナビゲーションユニットを示す概略ブロック図である。

【図 2 2】本開示の種々の実施形態に係る、図 2 1 に示されたナビゲーションユニットの位置を示す図である。

【図 2 3】本開示の種々の実施形態に係る、図 2 1 に示されたナビゲーションユニットの位置を示す図である。

【図 2 4】本開示の種々の実施形態に係る、地上局からの誘導表面波を介して送信される送信パケットを示す概略ブロック図である。

【図 2 5】本開示の種々の実施形態に係る、図 2 1 で示された受信機で実行されるマルチラテレーションアプリケーションの一部として実装される機能の一実施例を示すフローチャートである。

【図 2 6】本開示の種々の実施形態に係る、図 2 1 で示された受信機で実行されるマルチラテレーションアプリケーションの一部として実装される機能の一実施例を示すフローチャートである。

【図 2 7】本開示の種々の実施形態に係る、図 2 1 で示された受信機で実行されるマルチラテレーションアプリケーションの一部として実装される機能の一実施例を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0010】

初めに、以下に続く概念の説明を明確にするために、いくつかの用語を定義する。第 1 に、本明細書で意図するように、放射 (radiated) 電磁場と誘導 (guided) 電磁場とを明確に区別する。

【0011】

本明細書で意図するように、放射電磁場には、導波路に束縛されていない波の形式で発生源構造から発せられた電磁エネルギーが含まれている。たとえば、放射電磁場は概して、アンテナなどの電氣的構造を離れ、大気または他の媒体を通して伝播し、いずれの導波路構造にも束縛されない場である。放射電磁波がアンテナなどの電氣的構造を離れると、電磁波は、発生源が動作し続けているかに関わらず、その発生源とは独立して、電磁波が消散するまで伝播媒体 (空気など) 内を伝播し続ける。電磁波は、一旦放射されると遮断されない限り復元不可能であり、放射電磁波に固有のエネルギーは遮断されない場合に永遠に失われる。アンテナなどの電氣的構造は、構造損失抵抗に対する放射抵抗の比を最大化することにより、電磁場を放射するように設計されている。放射エネルギーは空間に広がり、受信機が存在するかに関わらず、失われる。放射場のエネルギー密度は、幾何学的広がり起因する距離の関数である。したがって、本明細書において使用されるすべての形式の「放射 (radiate)」との用語は、この形式の電磁気伝播に関する。

【0012】

誘導電磁場は、異なる電磁的特性を有する媒体間の境界内または境界付近でそのエネルギーが凝縮された伝播電磁波である。この意味で、誘導電磁場は、導波路に束縛された電磁場であり、導波路を流れる電流によって搬送されるものとして特徴付けられてもよい。誘導電磁波において搬送されたエネルギーを受信および／または消散する負荷がない場合、誘導媒体の導電性により消散されたエネルギーを除き、エネルギーは失われない。別の言い方をすると、誘導電磁波に対して負荷がない場合、エネルギーは消費されない。したがって、誘導電磁場を生成する生成器または他の発生源は、負荷抵抗が存在しない限り、実際の力を送ることはない。このため、そのような生成器または他の発生源は基本的に、負荷が与えられるまでアイドル状態で動作する。このことは、電氣的負荷が存在しない電力線にわたって伝達される 60 ヘルツの電磁波を発生する生成器を動作させることと同質である。誘導電磁場または誘導電磁波は、「伝達線モード」と呼ばれるものに等しいことに留意されたい。このことは、放射波を発生させるために実際の電力がすべての時点

10

20

30

40

50

で供給される放射電磁波と相違する。放射電磁波とは異なり、誘導電磁エネルギーは、エネルギー源を停止した後に、有限の長さの導波路に沿って伝播し続けることはない。したがって、本明細書において使用されるすべての形式の「誘導 (guide)」との用語は、この形式の電磁気伝播に関する。

【0013】

ここで図1を参照すると、放射電磁場と誘導電磁場との間の差異をさらに示すために、ボルト／メートルでの任意の基準を超えるデシベル (dB) での場の強度が、対数 - dB のプロット上のキロメートル単位での距離の関数としてグラフ100に示されている。図1のグラフ100は、誘導電磁場の場の強度を距離の関数として示す、誘導場の強度曲線103を示している。この誘導場の強度曲線103は基本的に、伝達線モードと同じである。図1のグラフ100は、放射電磁場の場の強度を距離の関数として示す、放射場の強度曲線106も示している。

10

【0014】

誘導波と放射の伝播にそれぞれ対応する曲線103と106との形状が重要である。放射場の強度曲線106は、幾何学的に減少しており ($1/d$ 、ここで、 d は距離である)、このことは、対数 - 対数スケール上に直線で示されている。一方、誘導場の強度曲線103は、 $e^{-\alpha d} / \sqrt{d}$ の特徴的な指数関数的減衰を有し、対数 - 対数スケール上で特有の屈曲部109を示している。誘導場の強度曲線103と放射場の強度曲線106とは、点112で交差している。この交差は、交差距離において生じる。交差点112における交差距離より短い距離においては、誘導電磁場の場の強度がほとんどの位置において放射電磁場の場の強度よりも著しく大きい。交差距離よりも長い距離においては、これとは反対になる。したがって、誘導場の強度曲線103と放射場の強度曲線106とはさらに、誘導電磁場と放射電磁場との間の根本的な伝播の差異を示している。誘導電磁場と放射電磁場との間の差異の簡単な説明については、Milligan, T., *Modern Antenna Design*, McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, pp. 8-9を参照し、その全体を参照により本明細書に組み込む。

20

【0015】

上述の、放射電磁波と誘導電磁波との間の差異は、容易に定式化して厳密な議論に基づかせることが可能である。同一の線形偏微分方程式、即ち、波動方程式から、2つの一般解が問題に課される境界条件から解析的に導かれる。波動方程式に関するグリーン関数は、それ自体が、放射波の性質と誘導波の性質との間の差異を含んでいる。

30

【0016】

空の空間において、波動方程式は、その固有関数が、複素波数平面上で固有値の連続スペクトルを有する、微分演算子である。この横電磁場 (TEM場) は、放射場と呼ばれ、その伝播場は「ヘルツ波」と呼ばれる。しかし、導電性の境界が存在する場合、波動方程式と境界条件とを合わせると、数学的に、連続スペクトルと離散スペクトルとが合わさって構成された波数のスペクトル表現に繋がる。このため、Sommerfeld, A., 「Uber die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie」, *Annalen der Physik*, Vol. 28, 1909, pp. 665-736を参照する。Partial Differential Equations in Physics - Lectures on Theoretical Physics, Volume VI, Academic Press, 1949, pp. 236-289, 295-296のChapter 6に発表されたSommerfeld, A. 「Problems of Radio」、Collin, R. E., 「Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies」, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, No. 2, April 2004, pp. 64-79、ならびに、Reich, H. J., Ordnung, P. F, Krauss, H. L., およびSkalnik, J

40

50

. G. , Microwave Theory and Techniques, Van Nstrand, 1953, pp. 291-293をも参照されたい。これら参考文献の各々は、その全体が、参照により本明細書に組み込まれる。

【0017】

「地上波」との用語と、「表面波」との用語とは、2つの明確に異なる物理的伝播現象を示す。表面波は、平面波スペクトルの離散成分を生じる特定の極から解析的に生じる。たとえば、Cullen, A. L. による「The Excitation of Plane Surface Waves」(Proceedings of the IEE (British), Vol. 101, Part IV, August 1954, pp. 225-235)を参照されたい。この文脈では、表面波は誘導表面波であると考えられている。表面波(Zenneck-Sommerfeldの誘導波の意味)は、物理的かつ数学的に、(無線放送においてよく知られる)地上波(Weyl-Norton- FCCの意味)と同じものではない。これら2つの伝播メカニズムは、複素平面上における固有値スペクトルの異なるタイプ(連続または離散)の励起から生じる。誘導表面波の場の強度は、図1の曲線103によって示すように、距離とともに指数関数的に減衰する(これは、損失性導波路内の伝播に類似している)。また、球状に伝播し、固有値の連続値を有し、図1の曲線106によって示すように幾何学的に減少し、分枝切断積分に起因する、地上波の古典的なヘルツ放射とは対照的に、径方向の伝達線の伝播を示している。「The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth」(Proceedings of the IRE, Vol. 25, No. 2, February, 1937, pp. 219-229)および「The Surface Wave in Radio Transmission」(Bell Laboratories Record, Vol. 15, June 1937, pp. 321-324)においてC. R. Burrowsにより試験的に示されたように、垂直アンテナは、地上波を放射するが、誘導表面波は発しない。

【0018】

上述のことをまとめると、第1に、分枝切断積分に対応する、波数固有値スペクトルの連続部分は、放射場を生成し、第2に、離散スペクトル、および、これに対応する積分路によって囲まれた極から生じる留数の和が、伝播方向と横断する方向において指数関数的に減衰する、非TEMの進行表面波を生成する。そのような表面波は、誘導伝達線モードである。さらなる説明のために、Friedman, B. , Principles and Techniques of Applied Mathematics, Wiley, 1956, pp. pp. 214, 283-286, 290, 298-300を参照する。

【0019】

自由空間では、アンテナは、放射場である、波動方程式の連続固有値を励起し、ここでは、 E_z および H_ϕ が同相で外側に伝播するRFエネルギーは、永遠に失われる。一方、導波路プローブは、離散固有値を励起し、伝達線伝播を生じる。Collin, R. E. , Field Theory of Guided Waves, McGraw-Hill, 1960, pp. 453, 474-477を参照されたい。そのような理論上の分析により、損失性均質媒体の平面または球面にわたって、開表面誘導波を発生する可能性を示す仮説が提供されてきたが、一世紀を超える間、これを実際に達成するための構造は工学の分野において知られていない。不幸にも、1900年代前半にこのことが明らかになってからは、上に説明した理論分析は、基本的に理論の範囲に留まり、損失性一様媒体の平面または球面にわたって開表面誘導波を生成することを実際に達成するための構造は知られていない。

【0020】

本開示の様々な実施形態によれば、損失性導電性媒体の表面に沿って誘導表面導波モードに結合した電場を励起するように構成された様々な誘導表面導波路プローブが記載されている。そのような誘導電磁場は、大きさおよび位相が損失性導電性媒体の表面上の誘導

表面波モードに、実質的にモード整合している。そのような誘導表面波モードは、Zenneck導波モードとも呼ばれる。本明細書に記載の誘導表面導波路プローブによって励起された結果として得られる場が、損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに、実質的にモード整合しているという事実により、誘導表面波の形態の誘導電磁場は、損失性導電性媒体の表面に沿って発せられる。一実施形態によれば、損失性導電性媒体は、地球などの陸上媒体を含んでいる。

【0021】

図2を参照すると、Jonathan Zenneckの文献のZenneck, J., 「On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy」, Annalen der Physik, Serial 4, Vol. 23, September 20, 1907, pp. 846-866に説明されているように、1907年にJonathan Zenneckにより示されたマクスウェル方程式に対する境界値解を検討する際の伝播界面が示されている。図2は、領域1として特定された損失性導電性媒体と、領域2として特定された絶縁体との間の界面に沿って径方向に伝播する波のための円筒座標を示している。領域1は、たとえば、任意の損失性導電性媒体を含み得る。一実施例では、そのような損失性導電性媒体は、地球または他の媒体などの陸上媒体を含み得る。領域2は、領域1と境界面を共有し、領域1とは異なる構成パラメータを有する第2の媒体である。領域2は、たとえば、大気または他の媒体などの任意の絶縁体を含み得る。そのような境界面の反射係数は、たとえば、複素ブルースター角における入射に関してのみゼロになる。Stratton, J. A., Electromagnetic Theory, McGraw-Hill, 1941, p. 516を参照されたい。

【0022】

様々な実施形態によれば、本開示は、領域1を含む損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合した電磁場を生成する様々な誘導表面導波路プローブを示す。様々な実施形態によれば、そのような電磁場は、反射がゼロになり得る、損失性導電性媒体の複素ブルースター角における波面入射を実質的に合成する。

【0023】

さらなる説明のために、 $e^{j\omega t}$ の場の変動を推定し、 $\rho \neq 0$ かつ $z \geq 0$ (z は、領域1の表面に対して直角な垂直座標、 ρ は、円筒座標における径方向の寸法である) である領域2では、界面に沿う境界条件を満たすマクスウェル方程式の、Zenneckによる閉形式の厳密な解が、以下の電場要素と磁界要素によって表される。

【数1】

$$H_{2\phi} = Ae^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(1)

【数2】

$$E_{2\rho} = A \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(2)

10

20

30

40

【数 3】

$$E_{2z} = A \left(\frac{-\gamma}{\omega \varepsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(3)

【 0 0 2 4 】

$e^{j\omega t}$ の場の変動を推定し、 $\rho \neq 0$ かつ $z \geq 0$ である領域 1 では、界面に沿う境界条件を満たすマクスウェル方程式の、Z e n n e c k による閉じた形式の厳密な解が、以下

10

【数 4】

$$H_{1\phi} = A e^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(4)

【数 5】

$$E_{1\rho} = A \left(\frac{-u_1}{\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

20

(5)

【数 6】

$$E_{1z} = A \left(\frac{-j\gamma}{\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

30

(6)

【 0 0 2 5 】

これらの数式表現において、 z は、領域 1 の表面に対して直角な垂直座標であり、 ρ は径方向座標であり、 $H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$ は、第 2 種および次数 n の複素引数のハンケル関数であり、 u_1 は、領域 1 における正の垂直 (z) 方向の伝播定数であり、 u_2 は、領域 2 における垂直 (z) 方向の伝播定数であり、 σ_1 は領域 1 の導電性であり、 ω は $2\pi f$ に等しく、ここで、 f は励起周波数であり、 ε_0 は自由空間の誘電率であり、 ε_1 は領域 1 の誘電率であり、 A は、供給源によって課される供給源定数であり、 γ は表面波の径方向伝播定数である。

【 0 0 2 6 】

40

$\pm z$ 方向の伝播定数は、領域 1 と領域 2 との間の界面の上と下とで、波動方程式を分離し、境界条件を課することによって特定される。これを行うと、領域 2 において

【数 7】

$$u_2 = \frac{-jk_o}{\sqrt{1 + (\varepsilon_r - jx)}}$$

(7)

50

が与えられ、領域 1 において
【数 8】

$$u_1 = -u_2(\varepsilon_r - j\chi)$$

(8)
が与えられる。
径方向の伝播定数 γ は、
【数 9】

10

$$\gamma = j\sqrt{k_o^2 + u_2^2} = j\frac{k_on}{\sqrt{1+n^2}}$$

(9)
によって与えられる。この式は、 n が、以下の式で与えられる複素屈折率である、複素
数表現である。
【数 10】

20

$$n = \sqrt{\varepsilon_r - j\chi}$$

(10)
上述の方程式すべてにおいて、
【数 11】

$$\chi = \frac{\sigma_1}{\omega\varepsilon_o}$$

30

(11)
かつ
【数 12】

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = \frac{\lambda_o}{2\pi}$$

40

(12)
である。ここで、 ε_r は、領域 1 の相対誘電率を含んでおり、 σ_1 は領域 1 の導電性であり、 ε_o は自由空間の誘電率であり、 μ_o は自由空間の透磁性を含んでいる。したがって、発生した表面波は、界面に平行に伝播し、界面に垂直に、指数関数的に減衰する。このことは、消散として知られている。

【0027】

したがって、方程式 (1) ~ (3) は、円筒状に対称であり、径方向に伝播する導波モ

50

ードであると思なすことができる。Barlow, H. M., および Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 10-12, 29-33を参照されたい。本開示は、この「開境界」導波モードを励起する構造を詳述する。具体的には、様々な実施形態によれば、誘導表面導波路プローブには、電圧および／または電流が供給され、領域2と領域1との間の境界面に関して配置された、適切なサイズの帯電端子が設けられている。このことは、図3を参照することにより、よりよく理解されるであろう。図3は、損失性導電性媒体203によって与えられた平面に対して直角である垂直軸zに沿って、損失性導電性媒体203（たとえば、地球）上に位置を上げて配置された帯電端子 T_1 を含む誘導表面導波路プローブ200aの例を示している。損失性導電性媒体203は領域1を形成しており、第2の媒体206は領域2を形成し、境界面を損失性導電性媒体203と共有している。

10

【0028】

一実施形態によれば、損失性導電性媒体203は、惑星である地球などの陸上媒体を含み得る。このために、そのような陸上媒体は、自然のものであるか人工のものであるかに関わらず、その上に含まれるすべての構造または構成を含んでいる。たとえば、そのような陸上媒体は、我々の惑星を形成する、岩、土、砂、淡水、海水、木、植物などの自然の要素、および他のすべての自然の要素を含み得る。さらに、そのような陸上媒体は、コンクリート、アスファルト、建築材料、および他の人工の材料などの人工の要素を含み得る。他の実施形態では、損失性導電性媒体203は、自然に発生するか人工であるかに関わらず、地球とは別のいくつかの媒体を含み得る。他の実施形態では、損失性導電性媒体203は、自動車、航空機、人工材料（合板、プラスチックシート、もしくは他の材料など）、または他の媒体などの、人工の表面および構造などの他の媒体を含み得る。

20

【0029】

損失性導電性媒体203が陸上媒体または地球を含んでいる場合では、第2の媒体206は、地上の大気を含み得る。そのように、大気は、地球の大気を形成する空気および他の要素を含む「大気媒体」と呼ばれ得る。さらに、第2の媒体206は、損失性導電性媒体203に係する他の媒体を含み得ることが可能である。

【0030】

誘導表面導波路プローブ200aは、励起源212を帯電端子 T_1 に、たとえば垂直供給線導体を介して結合する給電ネットワーク209を含んでいる。様々な実施形態によれば、電荷 Q_1 が帯電端子 T_1 に印加されて、特定の瞬間に端子 T_1 に印加された電圧に基づき、電場を合成する。電場(E)の入射角(θ_i)に応じて、電場を、領域1を含む損失性導電性媒体203の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させることが可能である。

30

【0031】

方程式(1)～(6)の、Zenneckの閉じた形態の解を考慮することにより、領域1と領域2との間のLeontovichインピーダンスの境界条件を以下のように示すことができる。

【数13】

$$\hat{z} \times \vec{H}_2(\rho, \varphi, 0) = \vec{J}_s$$

40

(13)

ここで、 $\hat{z}$ は、正の垂直(+z)方向における単位法線であり、 $\vec{H}_2$ は、上の方程式(1)によって表された領域2の磁場の強度である。

方程式(13)は、方程式(1)～(3)に特定された電場および磁界が、境界面に沿

50

っての径方向表面電流密度になる場合があることを示している。ここで、径方向表面電流密度は、以下の式によって特定することができる。

【数 1 4】

$$J_{\rho}(\rho') = -A H_1^{(2)}(-j\gamma\rho')$$

(1 4)

10

ここで、A は定数である。

さらに、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 ($\rho \ll \lambda$ に関する) の近傍では、上の方程式 (1 4) が以下のような振る舞いを示すことに留意されたい。

【数 1 5】

$$J_{close}(\rho') = \frac{-A(j2)}{\pi(-j\gamma\rho')} = -H_{\phi} = -\frac{I_o}{2\pi\rho'}$$

(1 5)

20

マイナス記号は、電源電流 (I_o) が、図 3 に示すように、垂直方向に上方に流れる場合、「近傍の (c l o s e - i n) 」接地電流が径方向内側に流れることを意味している。 H_{ϕ} の「近傍」に整合する場により、以下を導出することができる。

【数 1 6】

$$A = -\frac{I_o\gamma}{4} = -\frac{\omega q_1\gamma}{4}$$

(1 6)

30

ここで、方程式 (1) ~ (6) および (1 4) において、 $q_1 = C_1 V_1$ である。したがって、方程式 (1 4) の径方向表面電流密度は、以下のように言い換えることができる。

【数 1 7】

$$J_{\rho}(\rho') = \frac{I_o\gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho')$$

(1 7)

40

方程式 (1) ~ (6) および (1 7) によって表される場は、地上波の伝播に関連付けられた放射場ではなく、損失性界面に束縛された伝達線モードの性質を有している。Barlow, H. M., および Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 1-5 を参照されたい。

【0 0 3 2】

ここで、方程式 (1) ~ (6) および (1 7) に使用されたハンケル関数の性質の再検討をこれら波動方程式の解について行う。第 1 種および第 2 種、ならびに次数 n のハンケル関数が、第 1 種および第 2 種の標準ベッセル関数の複素数結合として規定されることが分かる。

50

【数 18】

$$H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + jN_n(x)$$

(18)

および

【数 19】

$$H_n^{(2)}(x) = J_n(x) - jN_n(x)$$

10

(19)

これら関数は、径方向内側に伝播する円筒状の波 ($H_n^{(1)}$) と、径方向外側に伝播する円筒状の波 ($H_n^{(2)}$) とをそれぞれ示している。この規定は、 $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$ の関係に相似している。たとえば、Harrington, R. F., Time-Harmonic Fields, McGraw-Hill, 1961, pp. 460-463 を参照されたい。

【0033】

20

$H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$ が外に向かう波であることは、その独立変数を大きくした場合に $J_n(x)$ および $N_n(x)$ の級数定義から直接得られる漸近挙動から確認できる。誘導表面導波路プロープの遠方において、

【数 20a】

$$H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} j^n e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} j^n e^{-j(x - \frac{\pi}{4})}$$

30

(20a)

となり、この式は、 $e^{j\omega t}$ で乗算すると、空間的変位を $1/\sqrt{\rho}$ とした $e^{j(\omega t - k_\rho \rho)}$ の形式の、外側に伝播する円筒状の波である。一次解 ($n=1$) は、方程式 (20a) から導びかれ、以下の式を得る。

【数 20b】

$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} j \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} e^{-j(x - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4})}$$

40

(20b)

誘導表面導波路プロープ ($\rho \ll \lambda$ に関する) の近傍では、第 2 種の 1 次ハンケル関数が以下のように振る舞う。

【数 21】

$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow 0} \frac{2j}{\pi x}$$

50

(21)

これら漸近的表現は複素数であることに留意されたい。 x が実数である場合、方程式(20b)および(21)は、位相が、45度、または等価的には $\lambda/8$ の、余分な位相進行または「位相の増大(phase boost)」に対応する $\sqrt{j}$ だけ異なる。第2種の一次ハンケル関数の近傍または遠方漸近線は、距離 $\rho = R_x$ において大きさが等しくなるハンケル「交差点」または遷移点を有している。

【0034】

したがって、ハンケル交差点を超えると、ハンケル関数の「遠方」表現が「近傍」表現を圧倒している。ハンケル交差点までの距離(すなわち、ハンケル交差距離)は、方程式(20b)および(21)を、 $-j\gamma\rho$ において等式で結び、これを R_x について解くことにより得ることができる。 $x = \sigma/\omega\epsilon_0$ では、遠方および近傍のハンケル関数漸近線が周波数に依存しており、ハンケル交差点が、周波数が低下するに従い、外側に移動することを見て取ることができる。ハンケル関数の漸近線は、損失性導電性媒体の導電性(σ)が変化するのに応じても変化する場合があることにも留意されたい。たとえば、土の導電性は、天候条件の変化に応じて変化し得る。

【0035】

図4を参照すると、動作周波数1850kHzにおける、導電性 $\sigma = 0.010 \text{ mhos/m}$ 、相対誘電率 $\epsilon_r = 15$ の領域1に関する、方程式(20b)および(21)の一次ハンケル関数の大きさのプロットの例が示されている。曲線115は、方程式(20b)の遠方の漸近線の大きさであり、曲線118は、方程式(21)の近傍の漸近線の大きさである。ハンケル交差点121は、 $R_x = 54$ フィートの距離で生じている。大きさが等しい一方、ハンケル交差点121において、2つの漸近線間に位相のオフセットが存在している。ハンケル交差距離が、動作周波数の波長よりかなり小さいことも見て取ることができる。

【0036】

領域2におけるZenneckの閉形式の解の、方程式(2)および(3)によって与えられた電場成分を考慮すると、 E_z と E_ρ との比は漸近的に、以下のようになることを見て取ることができる。

【数22】

$$\frac{E_z}{E_\rho} = \left(\frac{-j\gamma}{u_2} \right) \frac{H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)}{H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}} = n = \tan \theta_i$$

(22)

ここで、 n は方程式(10)の複素屈折率であり、 θ_i は電場の入射角である。さらに、方程式(3)のモード整合電場の垂直成分は、漸近的に以下のようになる。

【数23】

$$E_{2z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \left(\frac{q_{free}}{\epsilon_0} \right) \sqrt{\frac{\gamma^3}{8\pi}} e^{-u_2 z} \frac{e^{-j(\gamma\rho - \pi/4)}}{\sqrt{\rho}}$$

(23)

この式は、端子の電圧における、位置を上げて配置した帯電端子の静電容量の絶縁された要素の自由電荷に線形的に比例している。すなわち、 $q_{free} = C_{free} \times V_T$ である。

【0037】

たとえば、図 3 の位置を上げて配置した帯電端子 T_1 の高さ H_1 は、帯電端子 T_1 の自由電荷の量に影響する。帯電端子 T_1 が領域 1 の地面に近い場合、端子上の電荷 Q_1 の多くは、「拘束」されている。帯電端子 T_1 が位置を上げて配置されているため、拘束された電荷は、帯電端子 T_1 が、絶縁された電荷のほぼすべてが自由になる高さに達するまで低減される。

【0038】

帯電端子 T_1 のための静電容量の高さが増大することの利点は、位置を上げて配置した帯電端子 T_1 の電荷が地面からさらに除去され、自由電荷 q_{free} の量が増大して、エネルギーを誘導表面導波モードに結合することになることである。帯電端子 T_1 が地面から離れるように移動するにつれて、電荷の分布は、端子の表面の周りにより一様に分布されるようになる。自由電荷の量は、帯電端子 T_1 の自己容量に関連する。

10

【0039】

たとえば、球状端子の静電容量は、地面上の物理的高さの関数として表すことができる。完全な地面の上の物理的高さ h における球の静電容量は、以下により与えられる。

【数 24】

$$C_{\text{elevated sphere}} = 4\pi\epsilon_0 a(1 + M + M^2 + M^3 + 2M^4 + 3M^5 + \dots)$$

(24)

ここで、球の直径は $2a$ であり、また、 $M = a / 2h$ であり、 h は球状端子の高さである。端子の高さ h の増大により、帯電端子の静電容量 C が低減されることを見て取ることができる。直径の約 4 倍 ($4D = 8a$) 以上の高さに帯電端子 T_1 を配置することにより、球状端子の周りで電荷の分布はほぼ一様となり、これにより、誘導表面導波モードへの結合が向上され得ることが示され得る。

20

【0040】

十分に絶縁された端子の場合では、導電性の球の自己容量は、 $C = 4\pi\epsilon_0 a$ によって近似することができる。ここで、 a はメートル単位での球の半径である。ディスクの自己容量は、 $C = 8\epsilon_0 a$ によって近似することができる。ここで、 a は、メートル単位でのディスクの半径である。帯電端子 T_1 は、球、ディスク、円筒、円錐、トーラス、フード、1 つまたは複数のリング、または、任意の他の無作為に選ばれた形状または形状の組合せなどの任意の形状を含むことができる。帯電端子 T_1 の位置決めのために同等の球の直径を特定して、これを使用することができる。

30

【0041】

このことは、図 3 の例を参照してさらに理解することができる。ここで、帯電端子 T_1 は、損失性導電性媒体 203 上の $h_p = H_1$ の物理的高さに配置されている。「拘束された」電荷の影響を低減するために、帯電端子 T_1 は、帯電端子 T_1 の球の直径（または同等の球の直径）の少なくとも 4 倍の物理的高さに配置されて、拘束された電荷の影響を低減することができる。

【0042】

次に図 5A を参照すると、図 3 の帯電端子 T_1 上の高められた電荷 Q_1 によって生成された電場の光線光学的解釈が示されている。光学系のように、入射電場の反射を最小化することにより、損失性導電性媒体 203 の誘導表面導波モードに結合したエネルギーを増大および／または最大化することができる。

40

入射面（境界面ではない）に対して平行に偏光された電場 ($E_{\parallel}$) に関して、入射電場の反射量は、以下のように表され得るフレネルの反射係数を使用して特定することができる。

【数 2 5】

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = \frac{E_{\parallel,R}}{E_{\parallel,i}} = \frac{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i}$$

(2 5)

ここで、 θ_i は、表面法線に対して測定された通常の入射角である。

【0 0 4 3】

図 5 A の例では、光線光学的解釈により、直角表面 (2) に対して測定された θ_i の入射角を有する入射面に平行に偏光された入射場が示されている。
 $\Gamma_{\parallel}(\theta_i) = 0$ の場合には入射電場の反射は存在せず、したがって、入射電場は、損失性導電性媒体 2 0 3 の表面に沿う誘導表面導波モードに完全に結合されている。

10

入射角が以下の場合に、方程式 (2 5) の分子がゼロになることを見て取ることができる。

【数 2 6】

$$\theta_i = \arctan(\sqrt{\varepsilon_r - jx}) = \theta_{i,B}$$

20

(2 6)

ここで、 $x = \sigma / \omega \varepsilon_0$ である。この複素入射角 ($\theta_{i,B}$) は、ブルースター角と呼ばれる。再び方程式 (2 2) を参照すると、同じ複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$) の関係が、方程式 (2 2) と方程式 (2 6) との両方に存在することを見て取ることができる。

【0 0 4 4】

30

図 5 A に示されているように、電場ベクトル E は、入射面に対して平行に偏光された、非一様入射平面波として示すことができる。電場ベクトル E は、以下のように、個別の水平成分と垂直成分とから構成することができる。

【数 2 7】

$$\vec{E}(\theta_i) = E_{\rho} \hat{\rho} + E_z \hat{z}$$

(2 7)

40

幾何学的に、図 5 A に示すものは、電場ベクトル E は以下によって与えられ得ることを示唆している。

【数 2 8 a】

$$E_{\rho}(\rho, z) = E(\rho, z) \cos \theta_i$$

(2 8 a)

および

【数 2 8 b】

$$E_z(\rho, z) = E(\rho, z) \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_i\right) = E(\rho, z) \sin \theta_i$$

(2 8 b)

このことは、場の比が以下であることを意味している。

【数 2 9】

$$\frac{E_\rho}{E_z} = \frac{1}{\tan \theta_i} = \tan \psi_i \quad 10$$

(2 9)

【0 0 4 5】

「ウェーブチルト」と呼ばれる、一般化されたパラメータWは、本明細書において、以下によって与えられる、垂直電場成分に対する、水平電場成分の比として示されている。

【数 3 0 a】

$$W = \frac{E_\rho}{E_z} = |W|e^{j\Psi} \quad 20$$

(3 0 a)

または

【数 3 0 b】

$$\frac{1}{W} = \frac{E_z}{E_\rho} = \tan \theta_i = \frac{1}{|W|}e^{-j\Psi} \quad 30$$

(3 0 b)

これらは、複素数であり、大きさと位相との両方を有している。領域 2 の電磁波に関して、ウェーブチルトの角度（Ψ）は、領域 1 との境界面における波面の法線と、境界面の接線との間の角度に等しい。このことは、径方向の円筒状の誘導表面波に関する電磁波の等位相表面およびその法線を示す、図 5 B からより容易に見て取ることができる。完全導体との境界面（z = 0）においては、波面の法線は、境界面の接線に平行であり、W = 0 となる。しかし、損失性誘電体の場合、波面の法線が z = 0 における境界面の接線と平行ではないためにウェーブチルトWが存在する。

【0 0 4 6】

方程式（3 0 b）を誘導表面波に適用すると、以下の式が与えられる。

【数 3 1】

$$\tan \theta_{i,B} = \frac{E_z}{E_\rho} = \frac{u_2}{\gamma} = \sqrt{\varepsilon_r - jx} = n = \frac{1}{W} = \frac{1}{|W|}e^{-j\Psi}$$

(3 1)

複素ブルースター角（ $\theta_{i, B}$ ）に等しい入射角では、方程式（25）のフレネルの反射係数は、以下に示すようにゼロになる。

【数32】

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_{i,B}) = \frac{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\varepsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\varepsilon_r - jx) \cos \theta_i} \Big|_{\theta_i = \theta_{i,B}} = 0$$

（32）

方程式（22）の複素数の場の比を調整することにより、反射が低減されるか除去される複素角で入射するように入射場を合成することができる。この比を $n = \sqrt{(\varepsilon_r - jx)}$ として確立することにより、合成された電場が複素ブルースター角で入射する結果となり、反射はゼロになる。 10

【0047】

電氣的に有効な高さの概念が、誘導表面導波路プロープ200により複素入射角を有する電場を合成することに関してさらなる洞察を与えることができる。電氣的に有効な高さ（ h_{eff} ）は、 h_p の物理的高さ（または長さ）の単極に関して、以下のように規定されている。

【数33】

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I(z) dz \quad 20$$

（33）

この表現が、構造に沿う発生源の分布の大きさおよび位相に基づくため、有効高さ（または長さ）は、通常は複素数である。構造の分布電流 $I(z)$ の積分が、構造の物理的高さ（ h_p ）にわたって実施され、構造の基底（または入力）を通して上方に流れる接地電流（ I_0 ）に正規化される。構造に沿った分布電流は、以下によって示すことができる。

【数34】

$$I(z) = I_C \cos(\beta_0 z) \quad 30$$

（34）

ここで、 β_0 は、構造上を伝播する電流の伝播因子である。図3の例では、 I_C は、誘導表面導波路プロープ200aの垂直構造に沿った分布電流である。

【0048】

たとえば、構造の底部の低損失コイル（たとえば螺旋コイル）、および、コイルと帯電端子 T_1 との間に接続された垂直供給線導体を含む給電ネットワーク209を考慮する。 40
コイル（または螺旋遅れ線）に起因する位相遅れは、 $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、 l_c は物理的長さであり、以下は伝播因子である。

【数35】

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$$

（35）

ここで、 V_f は構造上の速度因子であり、 λ_0 は供給周波数における波長であり、 λ_p は、速度因子 V_f の結果としての伝播波長である。位相遅れは、接地（杭）電流 I_0 に対して測定される。

【0049】

さらに、垂直供給線導体の長さ l_w に沿う空間的な位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w l_w$ によって与えられ得る。ここで、 β_w は、垂直供給線導体に関する伝播位相定数である。いくつかの実施態様では、空間的な位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w h_p$ によって近似してもよい。この理由は、誘導表面導波路プローブ 200a の物理的高さ h_p と、垂直供給線導体の長さ l_w との間の差が、供給周波数（ λ_0 ）において、波長よりもかなり小さいためである。結果として、コイルと垂直供給線導体とを通しての総位相遅れは $\Phi = \theta_c + \theta_y$ であり、物理的構造の底部からコイルの頂部へと供給される電流は以下になる。

10

【数36】

$$I_c(\theta_c + \theta_y) = I_0 e^{j\Phi}$$

(36)

ここで、総位相遅れ Φ は、接地（杭）電流 I_0 に対して測定される。結果として、誘導表面導波路プローブ 200 の電氣的に有効な高さは、以下によって近似され得る。

【数37】

20

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I_0 e^{j\Phi} \cos(\beta_0 z) dz \cong h_p e^{j\Phi}$$

(37)

これは、物理的高さが $h_p \ll \lambda_0$ の場合に関する。 Φ の角度（または位相シフト）における単極の複素有効高さ $h_{eff} = h_p$ は、供給される場を誘導表面導波モードに整合させるとともに、誘導表面波が損失性導電性媒体 203 上で発せられるように、調整することができる。

【0050】

30

図 5A の例では、光線光学が、ハンケル交差距離（ R_x ）121 において複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）で入射する入射電場（ E ）の複素角度三角法を示すために使用されている。方程式（26）から想起されるのは、損失性導電性媒体に関して、ブルースター角が複素数であり、以下によって特定されることである。

【数38】

$$\tan \theta_{i,B} = \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}} = n$$

40

(38)

電氣的に、幾何学的パラメータは、以下により、帯電端子 T_1 の電氣的に有効な高さ（ h_{eff} ）によって関連付けられる。

【数39】

$$R_x \tan \psi_{i,B} = R_x \times W = h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$$

50

(39)

ここで、 $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ は、損失性導電性媒体の表面から測定されたブルースター角である。誘導表面導波モードに結合するために、ハンケル交差距離における電場のウェーブチルトは、電氣的に有効な高さ h_{eff} とハンケル交差距離との比として表され得る。

【数40】

$$\frac{h_{eff}}{R_x} = \tan \psi_{i,B} = W_{Rx}$$

10

(40)

物理的高さ (h_p) とハンケル交差距離 (R_x) との両方が実量であるため、ハンケル交差距離 (R_x) における所望の誘導表面ウェーブチルトの角度 (Ψ) は、複素有効高さ (h_{eff}) の位相 (Φ) に等しい。このことは、コイルの供給点における位相、そしてひいては、方程式(37)の位相シフトを変化させることにより、複素有効高さの位相 Φ が、ハンケル交差点121における誘導表面導波モードのウェーブチルトの角度 Ψ に整合する $(\Phi = \Psi)$ ように操作され得ることを示している。

【0051】

20

図5Aでは、直角三角形が、損失性導電性媒体表面に沿う長さ R_x の隣接する辺、および、 R_x におけるハンケル交差点121と帯電端子 T_1 の中心との間に延びる光線124と、ハンケル交差点121と帯電端子 T_1 との間の損失性導電性媒体表面127と、の間で測定された複素ブルースター角 $\psi_{i,B}$ を有して示されている。物理的高さ h_p に位置し、適切な位相遅れ Φ を有する電荷で励起された帯電端子 T_1 により、結果として得られる電場は、ハンケル交差距離 R_x およびブルースター角で損失性導電性媒体境界面に入射する。これら条件下で、誘導表面導波モードは、反射なしで、または実質的に無視できる反射で励起され得る。

【0052】

帯電端子 T_1 の物理的高さを、有効高さ (h_{eff}) の位相シフト Φ を変化させることなく低減した場合、誘導表面導波路プローブ200からの距離が減少された位置において、ブルースター角で損失性導電性媒体203と交差する電場が結果として得られる。図6は、帯電端子 T_1 の物理的高さを低減することが、電場がブルースター角において入射する距離に与える影響を図示している。高さが h_3 から h_2 を通して h_1 へと低減されるにつれて、電場がブルースター角で損失性導電性媒体(たとえば、地球)と交差する点は、帯電端子の位置に近づくように移動する。しかし、方程式(39)が示すように、帯電端子 T_1 の高さ H_1 (図3)は、ハンケル関数の遠方成分を励起するために、物理的高さ (h_p) 以上であるものとする。帯電端子 T_1 が有効高さ (h_{eff}) またはそれより高い位置に配置されている場合、損失性導電性媒体203は、図5Aに示すように、ハンケル交差距離 (R_x) 121において、またはこの距離を超えて、入射ブルースター角 $(\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B})$ において照射され得る。帯電端子 T_1 上に拘束された電荷を低減するか最小化するために、高さは、上述のように、帯電端子 T_1 の球の直径(または同等の球の直径)の少なくとも4倍であるものとする。

30

40

【0053】

誘導表面導波路プローブ200は、損失性導電性媒体203の表面に複素ブルースター角で照射する波に対応するウェーブチルトを有する電場を確立するように構成することができ、それにより、 R_x のハンケル交差点121における(またはそれを越える)誘導表面波モードに実質的にモード整合させることにより、径方向表面電流を励起する。

【0054】

図7を参照すると、帯電端子 T_1 を含む誘導表面導波路プローブ200bが図示されて

50

いる。AC源212は、誘導表面導波路プロープ200bに、たとえば螺旋コイルなどのコイル215を備えた給電ネットワーク209（図3）を通して結合した、帯電端子 T_1 のための励起源として作用する。他の実施態様では、AC源212は、一次コイルを通してコイル215に誘導的に結合され得る。いくつかの実施形態では、AC源212のコイル215への結合を向上および／または最大化するためにインピーダンス整合ネットワークを含めてもよい。

【0055】

図7に示すように、誘導表面導波路プロープ200bは、損失性導電性媒体203によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された上方の帯電端子 T_1 （たとえば、高さ h_p の球）を含み得る。第2の媒体206は、損失性導電性媒体203の上に位置している。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_T を有している。動作時には、電荷 Q_1 が、所定の時間に端子 T_1 に印加された電圧に基づき、端子 T_1 に印加される。

【0056】

図7の例では、コイル215は、第1の端部で接地杭218に結合し、垂直供給線導体221を介して帯電端子 T_1 に結合している。いくつかの実施態様では、図7に示すように、帯電端子 T_1 へのコイルの接続は、コイル215のタップ224を使用して調整され得る。コイル215は、コイル215の下方部分において、タップ227を通してAC源212によって動作周波数で通電され得る。他の実施態様では、AC源212は、一次コイルを通してコイル215に誘導的に結合され得る。

【0057】

誘導表面導波路プロープ200の構成および調整は、伝達周波数、損失性導電性媒体（たとえば、土の導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r ）の条件、ならびに、帯電端子 T_1 のサイズなどの様々な作動条件に基づいている。屈折率は、方程式（10）および（11）から、以下のように計算することができる。

【数41】

$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$$

（41）

ここで、 $x = \sigma / \omega \epsilon_0$ であり、 $\omega = 2\pi f$ である。導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r は、損失性導電性媒体203の試験測定を通して特定され得る。直角表面から測定される複素ブルースター角（ $\theta_{i,B}$ ）も、方程式（26）から以下のように特定され得る。

【数42】

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx})$$

（42）

または、図5Aに示すように、その表面から、以下のように測定される。

【数43】

$$\psi_{i,B} = \frac{\pi}{2} - \theta_{i,B}$$

（43）

ハンケル交差距離におけるウェーブチルト（ W_{Rx} ）も、方程式（40）を使用して見出され得る。

【0058】

ハンケル交差距離も、図4によって示されるように、方程式(20b)および(21)の大きさを $-j\gamma\rho$ に関して等しくし、 R_x に関して解くことによって見出され得る。このため、電氣的に有効な高さは、ハンケル交差距離および複素ブルースター角を使用して、方程式(39)から以下のように特定され得る。

【数44】

$$h_{eff} = h_p e^{j\Phi} = R_x \tan \psi_{i,B}$$

10

(44)

方程式(44)から見て取ることができるように、複素有効高さ(h_{eff})は、帯電端子 T_1 の物理的高さ(h_p)に関連付けられた大きさと、ハンケル交差距離(R_x)におけるウェーブチルトの角度(Ψ)に関連付けられることになる位相遅れ(Φ)とを含んでいる。これら変数および選択された帯電端子 T_1 の構成により、誘導表面導波路プロープ200の構成を決定することが可能である。

【0059】

帯電端子 T_1 が物理的高さ(h_p)またはそれより上に位置していると、給電ネットワーク209(図3)および/または、給電ネットワークを帯電端子 T_1 に接続する垂直供給線は、帯電端子 T_1 の電荷 Q_1 の位相(Φ)を、ウェーブチルト(W)の角度(Ψ)に整合するように調整され得る。帯電端子 T_1 のサイズは、端子に印加される電荷 Q_1 のための十分に大きい表面を提供するように選択してよい。通常は、帯電端子 T_1 を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気のイオン化は、帯電端子の周囲での放電またはスパークに繋がり得る。

20

【0060】

螺旋状に巻かれたコイルの位相遅れ θ_c は、Corum, K. L. および J. F. Corum, 「RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes」, Microwave Review, Vol. 7, No. 2, September 2001, pp. 36-45に論じられたように、マクスウェル方程式から特定され得る。この文献は、参照により、その全体が本明細書に組み込まれる。 $H/D > 1$ の螺旋コイルに関して、コイルの長手軸に沿う波の伝播速度(v)の、光速(c)に対する比、すなわち「速度因子」は、以下によって与えられる。

30

【数45】

$$V_f = \frac{v}{c} = \frac{1}{\sqrt{1 + 20 \left(\frac{D}{s}\right)^{2.5} \left(\frac{D}{\lambda_0}\right)^{0.5}}}$$

40

(45)

ここで、 H は螺旋構造の軸方向の長さ、 D はコイルの直径、 N はコイルの巻き数、 $s = H/N$ は、コイルの隣接する巻回の間隔(または螺旋ピッチ)、 λ_0 は自由空間の波長である。この関係に基づき、螺旋コイルの電氣的長さ、または位相遅れは、以下によって与えられる。

【数 4 6】

$$\theta_c = \beta_p H = \frac{2\pi}{\lambda_p} H = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0} H$$

(46)

螺旋が渦巻き状に巻かれているか、短く太い場合、原理は同じであるが、 V_f および θ_c は、試験的測定によって得ることが容易である。螺旋状の伝達線の特性（波）インピーダンスの表示も、以下のように得られる。

10

【数 4 7】

$$Z_c = \frac{60}{V_f} \left[\ln \left(\frac{V_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right]$$

(47)

【0061】

構造の空間的位相遅れ θ_y は、垂直供給線導体 221（図 7）の進行波の位相遅れを使用して特定することができる。理想地面上の円筒状の垂直導電体の静電容量は、以下のよう

20

に表すことができる。

【数 4 8】

$$C_A = \frac{2\pi \epsilon_0 h_w}{\ln \left(\frac{h}{a} \right) - 1}$$

30

(単位：ファラド) (48)

ここで、 h_w は、導電体の垂直長さ（または高さ）、 a は半径（m k s 単位）である。螺旋コイルのように、垂直供給線導体の進行波位相遅れは、以下によって与えられ得る。

【数 4 9】

$$\theta_y = \beta_w h_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} h_w = \frac{2\pi}{V_w \lambda_0} h_w$$

40

(49)

ここで、 β_w は垂直供給線導体に関する伝播位相定数であり、 h_w は垂直供給線導体の垂直長さ（または高さ）であり、 V_w はワイヤ上の速度因子であり、 λ_0 は供給周波数における波長であり、 λ_w は、速度因子 V_w の結果としての伝播波長である。一様な円筒状の導電体に関して、速度因子は V_w は約 0.94 で一定であるか、約 0.93～約 0.98 の範囲にある。支柱が一様な伝達線であると見なされる場合、その平均的特性インピーダンスは、以下によって近似される。

【数 5 0】

$$Z_w = \frac{60}{V_w} \left[\ln \left(\frac{h_w}{a} \right) - 1 \right]$$

(50)

ここで、一様な円筒状の導電体では V_w が約 0.94 であり、 a は導電体の半径である。単一ワイヤの供給線の特性インピーダンスに関する、アマチュア無線の記述で採用されてきた代替的表示は、以下によって与えられ得る。 10

【数 5 1】

$$Z_w = 138 \log \left(\frac{1.123 V_w \lambda_0}{2\pi a} \right)$$

(51)

方程式 (51) は、単一ワイヤフィードに関する Z_w は周波数とともに変化することを暗示している。位相遅れは、静電容量および特性インピーダンスに基づいて特定され得る。 20

【0062】

図 3 に示すように、帯電端子 T_1 が損失性導電性媒体 203 上に位置していると、給電ネットワーク 209 は、ハンケル交差距離におけるウェーブチルトの角度 (Ψ) に等しい複素有効高さ (h_{eff}) の位相シフト (Φ)、すなわち $\Phi = \Psi$ で、帯電端子 T_1 を励起するように調整され得る。この条件が満たされると、帯電端子 T_1 上で振動する電荷 Q_1 によって生じる電場は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って進行する誘導表面導波モードに結合される。たとえば、ブルースター角 (θ_{iB})、垂直供給線導体 221 (図 7) に関連付けられた位相遅れ (θ_y)、およびコイル 215 (図 7) の構成が知られている場合、タップ 224 (図 7) の位置は、帯電端子 T_1 に位相 $\Phi = \Psi$ で振動する電荷 Q_1 を印加するように決定および調整され得る。タップ 224 の位置は、伝わっている表面波の誘導表面導波モードへの結合を最大化するように調整してもよい。タップ 224 の位置を越える余分なコイルの長さは、静電容量の影響を低減するために除去してもよい。螺旋コイルの垂直ワイヤ長さおよび／または幾何学的パラメータも、様々な値を取るよう変化させてよい。 30

【0063】

誘導表面導波モードへの損失性導電性媒体 203 の表面上での結合は、帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 に関連付けられた複素像平面に関する定常波共振のために、誘導表面導波路プロープ 200 を同調させることにより、向上および／または最適化され得る。こうすることにより、誘導表面導波路プロープ 200 の性能は、帯電端子 T_1 上の増大したおよび／または最大の電圧（そしてひいては電荷 Q_1 ）のために調整され得る。再び図 3 を参照すると、領域 1 における損失性導電性媒体 203 の影響が、鏡像論理分析を使用して試験され得る。 40

【0064】

物理的に、完全導電性面上で位置を上げて配置した電荷 Q_1 は、完全導電性面上の自由電荷を集め、次いで、位置を上げて配置した電荷 Q_1 の下の領域で「蓄積」される。結果として得られる、完全導電性面上の「拘束された」電気の分布は、ベル形状の曲線に類似している。位置を上げて配置した電荷 Q_1 の電位と、電荷 Q_1 の下の「蓄積」された電荷が印加された電位の重ね合わせにより、完全導電性面に関してゼロ等電位面が強要される 50

。完全導電性面の上の領域の場を示す境界値の問題の解は、鏡像電荷の古典的概念を使用して得ることができ、ここで、位置を上げて配置した電荷からの場は、完全導電性面の下の対応する「鏡像」電荷からの場と重ね合わせられる。

【0065】

この分析は、誘導表面導波路プロープ200の下に有効な鏡像電荷 Q_1' が存在すると仮定することにより、損失性導電性媒体203に関して使用することもできる。有効な鏡像電荷 Q_1' は、図3に示すように、導電像平面130の周りの帯電端子 T_1 上の電荷 Q_1 と同時に生じる。しかし、完全導体の場合のように、鏡像電荷 Q_1' は単に、いくつかの実際の深さで、帯電端子 T_1 上の一次供給源の電荷 Q_1 に対して180度位相がずれて位置しているわけではない。むしろ、損失性導電性媒体203（たとえば、陸上媒体）は、位相がシフトした像を与えている。すなわち、鏡像電荷 Q_1' は、損失性導電性媒体203の表面（または物理的境界）の下に複素深さにある。複素像深さの議論に関し、Wait, J. R., 「Complex Image Theory-Revisited」, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 33, No. 4, August 1991, pp. 27-29を参照する。この文献は、参照により、その全体が本明細書に組み込まれる。

10

【0066】

電荷 Q_1 の物理的高さ(H_1)に等しい深さにある鏡像電荷 Q_1' の代わりに、導電性の像基底面130（完全導体を示している）が、 $z = -d/2$ の複素深さに位置しており、鏡像電荷 Q_1' は、複素深さに表れ（すなわち、「深さ」は大きさと位相との両方を有している）、 $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1) \neq H_1$ によって与えられる。地球上で垂直に偏光された供給源は、以下のようになる。

20

【数52】

$$d = \frac{2\sqrt{\gamma_e^2 + k_0^2}}{\gamma_e^2} \approx \frac{2}{\gamma_e} = d_r + jd_i = |d|\angle\zeta$$

(52)

ここで、方程式(12)に示すように、

30

【数53】

$$\gamma_e^2 = j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1$$

(53)

および

【数54】

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o}$$

40

(54)

である。鏡像電荷の複素変位により、外部の場が、界面が誘電体か完全導体のいずれかである場合には直面しなかった追加の位相シフトを経ることになることを示している。損失性導電性媒体では、波面の法線が、領域1と領域2との間の境界面においてではなく、 $z = -d/2$ において導電性の像基底面130の接線に平行である。

【0067】

損失性導電性媒体203が、物理的境界136を有する、有限導電性の地球133である図8Aに示すケースを考慮する。有限導電性の地球133は、物理的境界136の下に

50

複素深さ z_1 に位置する、図 8 B に示す完全導電性の像基底面 1 3 9 によって置き換えてもよい。この等価表現は、物理的境界 1 3 6 において界面内を見下ろす場合に、同じインピーダンスを示している。図 8 B の等価表現は、図 8 C に示すように、等価伝達線としてモデル化することができる。等価構造の断面は、(z 方向の) 端部に負荷のある伝達線として示されており、完全導電性の像平面のインピーダンスは短絡している ($z_s = 0$)。深さ z_1 は、地球において見下ろす T E M 波のインピーダンスを、図 8 C の伝達線を見る像基底面インピーダンス z_{in} と等しくすることにより特定することができる。

【 0 0 6 8 】

図 8 A の場合、上方領域 (空気) 1 4 2 の伝播定数および波固有のインピーダンスは以下になる。

【数 5 5】

$$\gamma_o = j\omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = 0 + j\beta_o$$

(5 5)

および

【数 5 6】

$$Z_o = \frac{j\omega\mu_o}{\gamma_o} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}}$$

(5 6)

損失性の地球 1 3 3 では、伝播定数および波固有のインピーダンスは以下になる。

【数 5 7】

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1)}$$

(5 7)

および

【数 5 8】

$$Z_e = \frac{j\omega\mu_1}{\gamma_e}$$

(5 8)

直角方向の入射に関して、図 8 B の等価表現は、特性インピーダンスが空気特性インピーダンス (z_o) であり、伝播定数が γ_o であり、長さが z_1 である、T E M 伝達線と同等である。そのように、図 8 C の短絡した伝達線に関する界面に見られる像基底面のインピーダンス Z_{in} は、以下によって与えられる。

10

20

30

40

【数 5 9】

$$Z_{in} = Z_o \tanh(\gamma_o z_1)$$

(5 9)

図 8 C の等価のモデルに関連付けられた像基底面のインピーダンス Z_{in} を、図 8 A の直角の入射波のインピーダンスに等しくし、 z_1 について解くことにより、短絡（完全導電性の像基底面 1 3 9）への距離が以下のように与えられる。

【数 6 0】

$$z_1 = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{Z_e}{Z_o} \right) = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{\gamma_o}{\gamma_e} \right) \approx \frac{1}{\gamma_e}$$

(6 0)

ここで、逆双曲線正接に関する級数展開の第 1 項のみが、この近似に関して考慮される。空気の領域 1 4 2 において、伝播定数が $\gamma_o = j \beta_o$ であるため、 $Z_{in} = j Z_o \tanh \beta_o z_1$ となる（これは、 z_1 が実数である場合に、純虚数量である）が、 $\sigma \neq 0$ である場合、 z_e は複素数値であることに留意されたい。したがって、 z_1 が複素距離である場合のみ、 $Z_{in} = Z_e$ である。

【0 0 6 9】

図 8 B の等価表現が完全導電性の像基底面 1 3 9 を含み、地球の表面（物理的境界 1 3 6）にある電荷または電流に関する像の深さが、像基底面 1 3 9 の他方側において距離 z_1 に等しく、または、地球の表面下では、 $d = 2 \times z_1$ である（ $z = 0$ の位置にある）。したがって、完全導電性の像基底面 1 3 9 への距離は、以下によって近似され得る。

【数 6 1】

$$d = 2z_1 \approx \frac{2}{\gamma_e}$$

(6 1)

さらに、「鏡像電荷」は、実際の電荷と「等しくかつ反対」であり、このため、深さ $z_1 = -d/2$ における完全導電性の像基底面 1 3 9 の電位はゼロになる。

【0 0 7 0】

図 3 に示すように、地球の表面から距離 H_1 だけ上に電荷 Q_1 の位置を上げた場合、鏡像電荷 Q_1' は、表面下の $D_1 = d + H_1$ の複素距離にあるか、像基底面 1 3 0 の下の複素距離 $d/2 + H_1$ にある。図 7 の誘導表面導波路プロープ 2 0 0 b は、図 8 B の完全導電性の像基底面 1 3 9 に基づく等価の単一ワイヤ伝達線像平面モデルとしてモデル化することができる。図 9 A は、等価の単一ワイヤ伝達線像平面モデルの例を示している。図 9 B は、図 8 C の短絡した伝達線を含む、等価の古典的な伝達線モデルの例を示している。

【0 0 7 1】

図 9 A および 9 B に示された等価の像平面モデルでは、 $\Phi = \theta_y + \theta_c$ は、地球 1 3 3（または損失性導電性媒体 2 0 3）を規準とした誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の、進行波の位相遅れである。 $\theta_c = \beta_p H$ は、角度で表される、物理長さ H の、（図 7 の）コイル 2 1 5 の電氣的長さである。 $\theta_y = \beta_w h_w$ は、角度で表される、物理長さ h_w の、（図 7 の）垂直供給線導体 2 2 1 の電氣的長さである。 $\theta_d = \beta_o d/2$ は、像基底面 1 3 9 と、地球（1 3 3 または損失性導電性媒体 2 0 3）の物理的境界 1 3 6 との間の位相シフトである。図 9 A および 9 B の例では、 Z_w は、オームで表される位置を上げて配置し

10

20

30

40

50

た垂直供給線導体 2 2 1 の特性インピーダンスであり、 Z_c は、オームで表されるコイル 2 1 5 の特性インピーダンスであり、 z_0 は、自由空間の特性インピーダンスである。

【0 0 7 2】

誘導表面導波路プローブ 2 0 0 のベースにおいては、構造内を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。負荷インピーダンスは以下のようになる。

【数 6 2】

10

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T}$$

(6 2)

ここで、 C_T は、帯電端子 T_1 の自己容量であり、垂直供給線導体 2 2 1 (図 7) を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【数 6 3】

20

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\beta_w h_w)}{Z_W + Z_L \tanh(j\beta_w h_w)} = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_L \tanh(j\theta_y)}$$

(6 3)

コイル 2 1 5 (図 7) を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【数 6 4】

30

$$Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\beta_p H)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)}$$

(6 4)

誘導表面導波路プローブ 2 0 0 のベースにおいては、損失性導電性媒体 2 0 3 内を「見下ろしている」ように見られるインピーダンスは、 $Z_{\downarrow} = Z_{in}$ であり、以下によって与えられる。

【数 6 5】

40

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_s + Z_o \tanh[j\beta_o(d/2)]}{Z_o + Z_s \tanh[j\beta_o(d/2)]} = Z_o \tanh(j\theta_d)$$

(6 5)

ここで、 $Z_s = 0$ である。

【0 0 7 3】

損失を無視すると、等価の像平面モデルは、物理的境界 1 3 6 において $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ である場合に、共振するように同調され得る。または、損失が少ない場合では、物理的境界 1 3 6 において $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ である。ここで、 X は対応する無効分である。

したがって、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 内を「見上げる」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体 2 0 3 内を「見下ろす」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスの共役である。進行波の位相遅れ Φ を媒体のウェーブチルトの角度 Ψ に等しくなるように維持し、それにより $\Phi = \Psi$ としつつ、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L を調整する。このことが、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば地球) の表面に沿う、プローブの電場の、誘導表面導波モードへの結合を向上および／または最大化することにより、図 9 A および 9 B の等価の像平面モデルが、像基底面 1 3 9 に関して共振するように同調され得る。この方式で、等価の複素像平面のモデルのインピーダンスは純粋に抵抗性であり、これにより、電圧および、端子 T_1 上で位置を上げて配置した電荷を最大化するプローブ構造上の重ね合わせられた定常波が維持される。また、方程式 (1) ~ (3) および (16) により、伝播する表面波が最大化される。

【0074】

ハンケル解から、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 によって励起された誘導表面波は、外側に伝播する進行波であることが導かれる。帯電端子 T_1 と、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 の接地杭 2 1 8 (図 3 および 7) との間の給電ネットワーク 2 0 9 に沿う供給源の分布は、実際に、構造上の進行波と定常波の重ね合わせで構成されている。帯電端子 T_1 が物理的高さ h_p またはその上に位置していると、給電ネットワーク 2 0 9 を通って移動する進行波の位相遅れは、損失性導電性媒体 2 0 3 に関連付けられたウェーブチルトの角度に整合している。このモード整合により、進行波が損失性導電性媒体 2 0 3 に沿って発せられることを可能にしている。位相遅れが進行波に関して確立されると、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス Z_L が、プローブ構造を、 $-d/2$ の複素深さにある像基底面 (図 3 の 1 3 0 または図 8 の 1 3 9) に対して定常波共振するように調整される。その場合、像基底面から見られるインピーダンスは、リアクタンスがゼロであり、帯電端子 T_1 の電荷が最大化される。

【0075】

進行波現象と定常波現象との間の差異は、(1) 長さ d の伝達線 (「遅れ線」と呼ばれる場合がある) の部分の進行波の位相遅れ ($\theta = \beta d$) が、伝播時間の遅れに起因していることと、一方、(2) 定常波 (前方または後方に伝播する波で構成されている) の位置に応じた位相が、線の長さの伝播時間の遅れと、異なる特性インピーダンスの線部分間の界面におけるインピーダンスの遷移との両方に基づくことと、である。正弦波の定常状態で動作する伝達線の部分の物理的長さ起因して生じる位相遅れに加え、 $z_{o,a}/z_{o,b}$ の比に起因する、インピーダンスの不連続性における追加の反射係数の位相が存在する。ここで、 $z_{o,a}$ および $z_{o,b}$ は、たとえば特性インピーダンス $z_{o,a} = z_c$ の螺旋コイル部分 (図 9 B) と、特性インピーダンス $z_{o,b} = z_w$ の垂直供給線導体の直線部分 (図 9 B) などの、伝達線の 2 つの部分の特性インピーダンスである。

【0076】

この現象の結果として、大きく異なる特性インピーダンスを有する比較的短い 2 つの伝達線部分が、かなり大きい位相シフトを提供するために使用され得る。たとえば、1 つが低インピーダンスで、1 つが高インピーダンスであり、あわせて、いわゆる 0.05λ の物理的長さになる、伝達線の 2 つの部分で構成されたプローブ構造が、 0.25λ の共振と等価である 90 度の位相シフトを提供するように形成され得る。このことは、特性インピーダンスの大きい飛躍に起因する。この方法で、物理的に短いプローブ構造は、合わせられた 2 つの物理的長さより電氣的に長くなり得る。このことは、図 9 A および 9 B に示

されており、インピーダンスの比の不連続性により、位相の大きい飛躍が与えられている。インピーダンスの不連続性により、各部分が結合している場所において実質的な位相シフトが提供される。

【0077】

図10を参照すると、誘導表面導波路プローブ200（図3および7）を調整して、損失性導電性媒体203（図3）の面に沿う誘導表面進行波を発する、損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させる例を示すフローチャート150が示されている。最初に、153において、誘導表面導波路プローブ200の帯電端子 T_1 が損失性導電性媒体203上の規定の高さに配置される。損失性導電性媒体203の特性と、誘導表面導波路プローブ200の動作周波数を利用して、ハンケル交差距離も、図4に示すように、方程式(20b)および(21)の大きさを $-j\gamma\rho$ に関して等しくし、 R_x に関して解くことによって見出され得る。複素屈折率(n)は、方程式(41)を使用して特定することができ、また、複素ブルースター角($\theta_{i,B}$)は次いで、方程式(42)から特定することができる。帯電端子 T_1 の物理的高さ(h_p)は次いで、方程式(44)から特定され得る。帯電端子 T_1 は、ハンケル関数の遠方の要素を励起するために、物理的高さ(h_p)以上にあるものとする。この高さの関係は、表面波を発する際に最初に考慮される。帯電端子 T_1 上の拘束された電荷を低減するか最小化するために、高さは、帯電端子 T_1 の球の直径（または同等の球の直径）の少なくとも4倍の物理的高さであるものとする。

【0078】

156では、帯電端子 T_1 上の位置を上げて配置した電荷 Q_1 の電氣的位相遅れ Φ が複素ウェーブチルトの角度 Ψ に整合される。螺旋コイルの位相遅れ(θ_c)および／または垂直供給線導体の位相遅れ(θ_y)は、 Φ を、ウェーブチルト(W)の角度(Ψ)と等しくするように調整され得る。方程式(31)に基づき、ウェーブチルトの角度(Ψ)は、以下から特定され得る。

【数66】

$$W = \frac{E_\rho}{E_z} = \frac{1}{\tan \theta_{i,B}} = \frac{1}{n} = |W|e^{j\Psi}$$

(66)

電氣的位相 Φ は、次いで、ウェーブチルトの角度に整合され得る。この角度（または位相）の関係は次に、表面波を発する際に考慮される。たとえば、電氣的位相遅れ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ は、コイル215の幾何学的パラメータ（図7）および／または垂直供給線導体221（図7）の長さ（または高さ）を変化させることにより調整することができる。 $\Phi = \Psi$ に整合させることにより、電場が、表面の導波モードを励起するとともに損失性導電性媒体203に沿って進行波を発するために、境界面における複素ブルースター角でハンケル交差距離(R_x)またはそれを越える位置で確立され得る。

【0079】

次に159において、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンスが、誘導表面導波路プローブ200の等価の像平面モデルを共振させるように同調する。図9Aおよび9Bの導電性の像基底面139（または図3の130）の深さ($d/2$)は、方程式(52)、(53)、および(54)、ならびに、測定され得る損失性導電性媒体203（たとえば地球）の値を使用して特定され得る。その深さを使用して、像基底面139と、損失性導電性媒体203の物理的境界136との間の位相シフト(θ_d)は、 $\theta_d = \beta_0 d/2$ を使用して特定され得る。損失性導電性媒体203を「見下ろす」ように見られるインピーダンス(Z_{in})は、次いで、方程式(65)を使用して特定され得る。この共振関係は、発せられた表面波を最大化するように考慮され得る。

【0080】

コイル 2 1 5 の調整されたパラメータおよび垂直供給線導体 2 2 1 の長さに基づき、速度因子、位相遅れ、ならびに、コイル 2 1 5 のインピーダンスおよび垂直供給線導体 2 2 1 が、方程式 (4 5) ~ (5 1) を使用して特定され得る。さらに、帯電端子 T_1 の自己容量 (C_T) は、たとえば、方程式 (2 4) を使用して特定され得る。コイル 2 1 5 の伝播因子 (β_p) は、方程式 (3 5) を使用して特定され得、垂直供給線導体 2 2 1 のための伝播位相定数 (β_w) は、方程式 (4 9) を使用して特定され得る。コイル 2 1 5 および垂直供給線導体 2 2 1 の自己容量および特定された値を使用して、コイル 2 1 5 を「見上げる」ように見られる誘導表面導波路プロープ 2 0 0 のインピーダンス (Z_{base}) は、方程式 (6 2)、(6 3)、および (6 4) を使用して特定され得る。

10

【0081】

誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の等価の像平面モデルは、 Z_{base} の共振要素 X_{base} が、 Z_{in} の共振要素 X_{in} をキャンセルする、すなわち、 $X_{base} + X_{in} = 0$ であるように、負荷インピーダンス Z_L を調整することにより、共振するように同調し得る。したがって、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 内を「見上げる」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体 2 0 3 内を「見下ろす」物理的境界 1 3 6 におけるインピーダンスの共役である。負荷インピーダンス Z_L は、帯電端子 T_1 の電氣的位相遅れ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ を変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量 (C_T) を変化させることにより、調整され得る。導電性の像基底面 1 3 9 (または 1 3 0) に対する等価の像平面モデルの共振のために、負荷インピーダンス Z_L を同調させるために反復法を用いてもよい。この方式で、電場の、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地球) の表面に沿っての誘導表面導波モードへの結合が向上されるか最大化され得る。

20

【0082】

このことは、複数の例の場合を説明することによってよりよく理解されるであろう。帯電端子 T_1 が頂部にある、物理的高さ h_p の、頂部に負荷された垂直スタッドを備えた誘導表面導波路プロープ 2 0 0 を考慮する。ここで、帯電端子 T_1 は、螺旋コイルおよび垂直供給線導体を通して、1. 85 MHz の動作周波数 (f_0) で励起される。16 フィートの高さ (H_1)、ならびに、 $\epsilon_r = 1.5$ の相対誘電率および $\sigma_1 = 0.010 \text{ mhos/m}$ の導電性を有する損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地球) により、いくつかの表面波伝播パラメータが、 $f_0 = 1.850 \text{ MHz}$ に関して計算され得る。これら条件下で、ハンケル交差距離が、物理的高さ $h_p = 5.5$ フィートにおいて $R_x = 54.5$ フィートであることが分かる。このことは、帯電端子 T_1 の実際の高さより十分に下にある。 $H_1 = 5.5$ フィートの帯電端子の高さが使用されてきたが、より高いプロープ構造が拘束静電容量を低減し、帯電端子 T_1 の自由電荷のより高いパーセンテージを許容し、より高い場の強度および、進行波の励起を提供してきた。

30

【0083】

波長は以下のように特定され得る。

【数 6 7】

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = 162.162 \text{ meters}$$

40

(67)

ここで、 c は光速である。複素屈折率は、方程式 (4 1) から、以下のようになる。

【数 6 8】

$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx} = 7.529 - j 6.546$$

50

(68)

ここで、 $x = \sigma_1 / \omega \varepsilon_0$ は、 $\omega = 2\pi f_0$ である。また、複素ブルースター角は、方程式(42)から、以下のようになる。

【数69】

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\varepsilon_r - jx}) = 85.6 - j3.744^\circ$$

(69)

方程式(66)を使用すると、ウェーブチルトの値は、以下のようにより特定され得る。

【数70】

10

$$W = \frac{1}{\tan \theta_{i,B}} = \frac{1}{n} = |W|e^{j\Psi} = 0.101e^{j40.614^\circ}$$

(70)

したがって、螺旋コイルは、 $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$ に整合するように調整され得る。

【0084】

垂直供給線導体の速度因子（直径0.27インチの円筒状の導電体として近似される）は、 $V_w = \text{約} 0.93$ として与えられる。 $h_p \ll \lambda_0$ であるため、垂直供給線導体に関する伝播位相定数は、以下のようにより近似され得る。

20

【数71】

$$\beta_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} = \frac{2\pi}{V_w \lambda_0} = 0.042 \text{ m}^{-1}$$

(71)

方程式(49)から、垂直供給線導体の位相遅れは、以下のようになる。

【数72】

30

$$\theta_y = \beta_w h_w \approx \beta_w h_p = 11.640^\circ$$

(72)

螺旋コイルの位相遅れを $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ となるように調整することにより、 Φ は Ψ と等しくなって、誘導表面導波モードに整合する。 Φ と Ψ との間の関係を説明するために、図11は、周波数領域上の Φ と Ψ との両方のプロットを示している。 Φ と Ψ との両方が周波数依存であるため、 Φ と Ψ とのそれぞれの曲線が、約1.85 MHzにおいて相互に交差していることを見て取ることができる。

【0085】

40

0.0881インチの導電体直径、30インチのコイルの直径(D)、および、4インチの巻回間隔(s)の螺旋コイルに関して、コイルに関する速度因子は、方程式(45)を使用して以下のようにより特定され得る。

【数73】

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{1 + 20 \left(\frac{D}{s}\right)^{2.5} \left(\frac{D}{\lambda_0}\right)^{0.5}}} = 0.069$$

50

(73)

伝播因子は、方程式(35)から、以下のようになる。

【数74】

$$\beta_p = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0} = 0.564 \text{ m}^{-1}$$

(74)

10

$\theta_c = 28.974^\circ$ とすると、螺旋形状(H)の軸方向の長さは、方程式(46)を使用して、以下のようにより特定され得る。

【数75】

$$H = \frac{\theta_c}{\beta_p} = 35.2732 \text{ inches}$$

(75)

20

この高さにより、垂直供給線導体が接続された螺旋コイル上の位置が特定され、結果として8.818巻($N = H/s$)のコイルを得る。

【0086】

コイルおよび垂直供給線導体の進行波位相遅れが、ウェーブチルトの角度に整合するように調整されていることで($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$)、帯電端子 T_1 の負荷インピーダンス(Z_L)は、誘導表面波プローブ200の等価の像平面モデルの定常波共振に関して調整され得る。測定された地球の誘電率、導電性、および透磁性から、径方向伝播定数が、方程式(57)を使用して特定され得る。

【数76】

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega u_1(\sigma_1 + j\omega \epsilon_1)} = 0.25 + j0.292 \text{ m}^{-1}$$

30

(76)

また、導電性の像基底面の複素深さは、方程式(52)から以下のように近似され得る。

【数77】

$$d \approx \frac{2}{\gamma_e} = 3.364 + j3.963 \text{ meters}$$

40

(77)

導電性の像基底面と地球の物理的境界との間の対応する位相シフトは、以下によって与えられる。

【数78】

$$\theta_d = \beta_o(d/2) = 4.015 - j4.73^\circ$$

(78)

方程式(65)を使用して、損失性導電性媒体203(すなわち、地球)を「見下ろす」ように見られるインピーダンスは、以下のようにより特定され得る。

50

【数 7 9】

$$Z_{in} = Z_o \tanh(j\theta_d) = R_{in} + jX_{in} = 31.191 + j 26.27 \text{ ohms}$$

(7 9)

【 0 0 8 7 】

損失性導電性媒体 2 0 3 を「見下ろす」ように見られる無効分 (X_{in}) を、誘導表面波プローブ 2 0 0 を「見上げる」ように見られる無効分 (X_{base}) と整合させることにより、誘導表面導波モードへの結合を最大化することができる。このことは、コイルおよび垂直供給線導体の進行波位相遅れを変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量を調整することにより、達成され得る。たとえば、帯電端子静電容量 (C_T) を 6 1 . 8 1 2 6 p F に調整することにより、方程式 (6 2) からの負荷インピーダンスは以下のようにになる。

10

【数 8 0】

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T} = -j 1392 \text{ ohms}$$

(8 0)

20

また、境界における無効分は整合される。

【 0 0 8 8 】

方程式 (5 1) を使用して、垂直供給線導体 (0 . 2 7 インチの直径 (2 a) を有する) のインピーダンスは、以下のように与えられる。

【数 8 1】

$$Z_w = 138 \log \left(\frac{1.123 V_w \lambda_0}{2\pi a} \right) = 537.534 \text{ ohms}$$

(8 1)

30

また、垂直供給線導体を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、方程式 (6 3) によって以下のように与えられる。

【数 8 2】

$$Z_2 = Z_w \frac{Z_L + Z_w \tanh(j\theta_y)}{Z_w + Z_L \tanh(j\theta_y)} = -j 835.438 \text{ ohms}$$

(8 2)

方程式 (4 7) を使用して、螺旋コイルの特性インピーダンスは、以下のように与えられる。

40

【数 8 3】

$$Z_c = \frac{60}{V_f} \left[\ell n \left(\frac{V_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right] = 1446 \text{ ohms}$$

(8 3)

また、コイル基からそれを「見上げている」ように見られるインピーダンスは、方程式 (6 4) によって以下のように与えられる。

【数 8 4】

$$Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)} = -j 26.271 \text{ ohms}$$

(8 4)

方程式 (7 9) の解と比べると、無効分が、逆であるとともにほぼ等しく、したがって、相互に共役であることを見て取ることができる。したがって、完全導電性の像基底面からの、図 9 A および 9 B の等価の像平面モデルを「見上げる」ように見られるインピーダンス ($Z_{i p}$) は、もっぱら抵抗性であるか、 $Z_{i p} = R + j 0$ である。

10

【 0 0 8 9 】

誘導表面導波路プロープ 2 0 0 (図 3) によって提供される電場が、給電ネットワークの進行波位相遅れをウェーブチルトの角度に整合させることによって確立され、また、プロープ構造が複素深さ $z = -d / 2$ において完全導電性の像基底面に対して共振された場合、場は、損失性導電性媒体の表面上の誘導表面導波モードに、実質的にモード整合しており、誘導表面進行波は、損失性導電性媒体の表面に沿って発せられる。図 1 に示すように、誘導電磁場の誘導場の強度曲線 1 0 3 は、 $e^{-\alpha d} / \sqrt{d}$ の特徴的指数関数的減衰を有し、対数-対数スケール上に特有の屈曲部 1 0 9 を示している

【 0 0 9 0 】

まとめると、解析的かつ試験的に、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の構造上の進行波成分が、その上方の端子において、表面進行波のウェーブチルトの角度 (Ψ) に整合する位相遅れ (Φ) を有している ($\Phi = \Psi$) 。この条件下では、表面導波路は、「モード整合した」と見なすことができる。さらに、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の構造上の共振定常波の要素は、帯電端子 T_1 における $V_{M A X}$ と、下の像平面 1 3 9 (図 8 B) における $V_{M I N}$ を有している。ここで、損失性導電性媒体 2 0 3 (図 8 B) の物理的境界 1 3 6 における接続部においてではなく、 $z = -d / 2$ の複素深さにおいて、 $Z_{i p} = R_{i p} + j 0$ である。最後に、帯電端子 T_1 は、複素ブルースター角における損失性導電性媒体 2 0 3 上への電磁波の入射が、ある距離においてそれほど離れていない ($\geq R_x$) ように、図 3 の十分な高さ H_1 ($h \geq R_x \tan \psi_{i, B}$) を有している。ここでは、 $1 / \sqrt{r}$ の項が優勢である。受信回路は、無線伝達および／または電力搬送システムを促進するために、1 つまたは複数の誘導表面導波路プロープとともに利用され得る。

20

30

【 0 0 9 1 】

再び図 3 を参照すると、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の動作が、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 と関連付けられた動作条件の変化に関して調整するように制御することができる。たとえば、適合されたプロープ制御システム 2 3 0 は、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の動作を制御するために、給電ネットワーク 2 0 9 および／または帯電端子 T_1 を制御するように使用され得る。動作条件には、限定しないが、損失性導電性媒体 2 0 3 の特性 (たとえば、導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r) の変化、場の強度の変化、および／または誘導表面導波路プロープ 2 0 0 の負荷の変化が含まれ得る。方程式 (3 1) 、 (4 1) 、および (4 2) から見られるように、屈折率 (n) 、複素ブルースター角 ($\theta_{i, B}$) 、およびウェーブチルト ($|W| e^{j \Psi}$) は、たとえば天気の状態からの、土の導電性および誘電率の変化によって影響され得る。

40

【 0 0 9 2 】

たとえば導電性測定プロープ、誘電率センサ、グラウンド・パラメータ・メータ、フィールドメータ、電流モニタ、および／または負荷受信機などの設備が、動作条件の変化について監視し、現在の動作条件に関する情報を、適応したプロープ制御システム 2 3 0 に提供するために使用され得る。プロープ制御システム 2 3 0 はこのため、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 に関する特定の動作条件を維持するために、1 つまたは複数の調整を誘導表面導波路プロープ 2 0 0 に対して行うことができる。たとえば、湿度および温度が変化するにつれて、土の導電性も変化する。導電性測定プロープおよび／または誘電率センサ

50

は、誘導表面導波路プローブ200周りの複数の位置に配置されてもよい。概して、動作周波数に関するハンケル交差距離 R_x 、またはその上の導電性および／または誘電率を監視することが望ましい。導電性測定プローブおよび／または誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ200周りの複数の位置（たとえば、各象限）に配置されてもよい。

【0093】

導電性測定プローブおよび／または誘電率センサは、特定の周期で導電性および／または誘電率を評価し、プローブ制御システム230に情報を通信するように構成され得る。情報は、プローブ制御システム230に、限定しないが、LAN、WLAN、セルラネットワーク、または他の適切な有線もしくは無線通信ネットワークなどのネットワークを通して通信することができる。監視された導電性および／または誘電率に基づき、プローブ制御システム230は、屈折率(n)、複素ブルースター角(θ_i 、 θ_B)、および／またはウェーブチルト($|W|e^{j\Psi}$)の変化を評価するとともに、ウェーブチルトの角度(Ψ)に等しい給電ネットワーク209の位相遅れ(Φ)を維持し、かつ／または、誘導表面導波路プローブ200の等価の像平面モデルの共振を維持するために、誘導表面導波路プローブ200を調整してもよい。このことは、たとえば、 θ_y 、 θ_c 、および／または C_T を調整することによって達成され得る。たとえば、プローブ制御システム230は、誘導表面波の電氣的な発信効率を最大またはその近傍に維持するために、帯電端子 T_1 の自己容量、および／または帯電端子 T_1 に印加される位相遅れ(θ_y 、 θ_c)を調整することができる。たとえば、帯電端子 T_1 の自己容量は、端子のサイズを変化させることによって変化し得る。電荷の分布も、帯電端子 T_1 のサイズを増大させることによって向上され得る。このことは、帯電端子 T_1 からの放電の可能性を低減し得る。他の実施形態では、帯電端子 T_1 は、負荷インピーダンス Z_L を変化させるように調整され得る可変インダクタンスを含み得る。帯電端子 T_1 に印加される位相は、発信効率を最大化するために、コイル215上のタップの位置(図7)を変化させること、および／または、コイル215に沿う予め規定された複数のタップを含み、予め規定された様々なタップ位置間で切り換えることにより、調整され得る。

【0094】

場または場の強度(FS)メータも、誘導表面波に関連付けられた場の、場の強度を測定するために、誘導表面導波路プローブ200周りに配置することができる。場または FS メータは、場の強度および／または場強度の変化(たとえば、電場の強度)を感知し、その情報をプローブ制御システム230に通信するように構成され得る。情報は、プローブ制御システム230に、限定しないが、LAN、WLAN、セルラネットワーク、または他の適切な通信ネットワークなどのネットワークを通して通信することができる。動作中に負荷および／または環境条件が変わるか変化するにつれて、誘導表面導波路プローブ200は、受信機への適切な電力伝達および受信機によって供給される負荷を確実にするために、 FS メータの位置における特定の場の強度(s)を維持するように調整することができる。

【0095】

たとえば、帯電端子 T_1 に印加される位相遅れ($\Phi = \theta_y + \theta_c$)は、ウェーブチルトの角度(Ψ)に整合するように調整され得る。一方または両方の位相遅れを調整することにより、誘導表面導波路プローブ200は、複素ブルースター角に対応するウェーブチルトを確実にするように調整され得る。このことは、帯電端子 T_1 に供給される位相遅れを変化させるために、コイル215上のタップ位置(図7)を調整することによって達成され得る。帯電端子 T_1 に供給される電圧レベルも、電場強度を調整するために増減され得る。このことは、励起源212の出力電圧を調整すること、または、給電ネットワーク209を調整もしくは再構成することにより、達成することができる。たとえば、AC源212のためのタップ227の位置(図7)は、帯電端子 T_1 に見られる電圧を増大させるように調整され得る。場の強度レベルを予め規定された範囲内に維持することにより、受信機による結合が向上し、接地電流の損失を低減し、また、他の誘導表面導波路プローブ200からの伝達との干渉を避けることができる。

【0096】

プローブ制御システム230は、ハードウェア、ファームウェア、ハードウェアによって実行されるソフトウェア、またはそれらの組合せによって実施され得る。たとえば、プローブ制御システム230は、プロセッサおよびメモリを含む処理回路を含み得る。プロセッサとメモリとの両方は、たとえば、当業者に理解され得るように、付随する制御／アドレスバスを伴うデータバスなどのローカルインターフェースに結合することができる。プローブの制御アプリケーションは、監視されている条件に基づいて誘導表面導波路プローブ200の動作を調整するために、プロセッサによって実行することができる。プローブ制御システム230も、様々なモニタリングデバイスと通信するための1つまたは複数のネットワークインターフェースを含み得る。通信は、限定ではないが、LAN、WLAN、セルラネットワーク、または他の適切な通信ネットワークなどのネットワークを通し得る。プローブ制御システム230は、たとえば、サーバ、デスクトップコンピュータ、ラップトップ、または同様の能力を有する他のシステムなどのコンピュータシステムを備えていてもよい。

10

【0097】

再び図5Aの例を参照すると、複素角度三角法が、ハンケル交差距離(R_x)における複素ブルースター角($\theta_{i, B}$)の帯電端子 T_1 の入射電場(E)の光線光学的解釈に関して示されている。損失性導電性媒体に関して、ブルースター角が複素数であり、方程式(38)によって特定されることを思い出してもらいたい。電気的に、幾何学的パラメータは、方程式(39)により、帯電端子 T_1 の電氣的に有効な高さ(h_{eff})によって関連付けられる。物理的高さ(h_p)とハンケル交差距離(R_x)との両方が実量であるため、ハンケル交差距離における所望の誘導表面のウェーブチルト(W_{R_x})の角度は、複素有効高さ(h_{eff})の位相(Φ)に等しい。物理的高さ h_p に位置し、適切な位相 Φ を有する電荷で励起された帯電端子 T_1 により、結果として得られる電場は、ハンケル交差距離 R_x およびブルースター角における損失性導電性媒体境界面に入射する。これら条件下で、誘導表面導波モードは、反射なしで、または実質的に無視できる反射で励起され得る。

20

【0098】

しかし、方程式(39)は、誘導表面導波路プローブ200の物理的高さが比較的小さくなり得ることを意味している。このことは、誘導表面導波モードを励起する一方、自由電荷がほとんどなく、拘束された電荷が過度に大きくなる結果となり得る。これに対して補償するために、帯電端子 T_1 は、自由電荷の量を増大させるために、適切な高さに上げられてもよい。1つの例示的経験則のように、帯電端子 T_1 は、帯電端子 T_1 の有効直径の約4~5倍(またはそれより大)の高さに位置され得る。図6は、図5Aに示した物理的高さ(h_p)の上の、帯電端子 T_1 を位置を上げて配置したことの効果を示している。高さを上げることにより、ウェーブチルトが損失性導電性媒体に入射する距離を、ハンケル交差点121(図5A)を越えるよう移動させる。誘導表面導波モードにおける結合を向上させるため、そしてひいては、誘導表面波の発信効率をより大きくするために、下方の補償端子 T_2 が、ハンケル交差距離におけるウェーブチルトがブルースター角となるように、帯電端子 T_1 の総有効高さ(h_{TE})を調整するために使用され得る。

30

40

【0099】

図12を参照すると、損失性導電性媒体203によって与えられた面に対して直角である垂直軸 z に沿って位置を上げて配置した帯電端子 T_1 および下方の補償端子 T_2 を含む誘導表面導波路プローブ200cの例が示されている。これに関して、帯電端子 T_1 は、補償端子 T_2 の直上に配置されているが、2つ以上の帯電端子および／または補償端子 T_N のいくつかの他の構成を使用することが可能である。誘導表面導波路プローブ200cは、本開示の一実施形態に従って、損失性導電性媒体203の上に配置されている。損失性導電性媒体203は領域1を形成しており、領域2を形成する第2の媒体206が境界面を損失性導電性媒体203と共有している。

【0100】

50

誘導表面導波路プローブ200cは、励起源212を帯電端子 T_1 および補償端子 T_2 に結合する給電ネットワーク209を含んでいる。様々な実施形態によれば、特定の瞬間に端子 T_1 と端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、それぞれの帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とに印加され得る。 I_1 は、端子リードを介して帯電端子 T_1 に電荷 Q_1 を供給する伝導電流であり、 I_2 は、端子リードを介して補償端子 T_2 に電荷 Q_2 を供給する伝導電流である。

【0101】

図12の実施形態によれば、帯電端子 T_1 は、物理的高さ H_1 において損失性導電性媒体203上に位置しており、補償端子 T_2 は、物理的高さ H_2 において、垂直軸 z に沿って T_1 の直下に位置している。ここで、 H_2 は H_1 よりも小である。伝達構造の高さ h は、 $h = H_1 - H_2$ として計算することができる。帯電端子 T_1 は、絶縁された（または自己）静電容量 C_1 を有し、補償端子 T_2 は、絶縁された（または自己）静電容量 C_2 を有する。相互静電容量 C_M も、端子 T_1 と端子 T_2 との間に、その間の距離に応じて存在し得る。動作時には、電荷 Q_1 と Q_2 とが、ある瞬間において帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とに印加された電圧に応じて、帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とにそれぞれ印加される。

【0102】

次に図13を参照すると、図12の帯電端子 T_1 および補償端子 T_2 上の位置を上げて配置した電荷 Q_1 によって与えられた効果の光線光学的解釈が示されている。線163で示されるように、ハンケル交差点121よりも大である距離において光線が損失性導電性媒体とブルースター角で交差する高さに帯電端子 T_1 が上げられると、補償端子 T_2 は、増大した高さを補償することにより、 h_{TE} を調整するために使用され得る。補償端子 T_2 の効果は、ハンケル交差距離におけるウェーブチルトが、線166によって示されているようなブルースター角であるように、誘導表面導波路プローブの電氣的に有効な高さを低減する（または、損失性媒体界面を効果的に位置を上げて配置させる）ことである。

【0103】

総有効高さは、以下のように、帯電端子 T_1 に関連付けられた上方有効高さ（ h_{UE} ）と、補償端子 T_2 に関連付けられた下方有効高さ（ h_{LE} ）との重ね合わせとして記載され得る。

【数85】

$$h_{TE} = h_{UE} + h_{LE} = h_p e^{j(\beta h_p + \Phi_U)} + h_d e^{j(\beta h_d + \Phi_L)} = R_x \times W$$

(85)

ここで、 Φ_U は、上方の帯電端子 T_1 に印加される位相遅れ、 Φ_L は、下方の補償端子 T_2 に印加される位相遅れ、 $\beta = 2\pi/\lambda_p$ は、方程式(35)からの伝播因子、 h_p は、帯電端子 T_1 の物理的高さ、 h_d は、補償端子 T_2 の物理的高さである。追加のリード長さを考慮する場合、それら長さは、以下に示すように、帯電端子のリード長さ z を帯電端子 T_1 の物理的高さ h_p に加えるとともに、補償端子のリード長さ y を補償端子 T_2 の物理的高さ h_d に加えることで対処され得る。

【数86】

$$h_{TE} = (h_p + z) e^{j(\beta(h_p + z) + \Phi_U)} + (h_d + y) e^{j(\beta(h_d + y) + \Phi_L)} = R_x \times W$$

(86)

下方の有効高さは、総有効高さ（ h_{TE} ）を図5Aの複素有効高さ（ h_{eff} ）と等しくなるように調整するために使用され得る。

【0104】

方程式(85)または(86)は、ハンケル交差距離における所望のウェーブチルトを得るために、下方の補償端子 T_2 のディスクの物理的高さ、および、端子に供給する位相角度を特定するのに使用され得る。たとえば、方程式(86)は、以下を与えるように、

補償端子の高さ（ h_d ）の関数として帯電端子 T_1 に印加される位相シフトとして書き直すことができる。

【数 8 7】

$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_p + z) - j \ln \left(\frac{R_x \times W - (h_d + y)e^{j(\beta h_d + \beta y + \Phi_L)}}{(h_p + z)} \right)$$

(8 7)

【 0 1 0 5 】

補償端子 T_2 の位置決めを特定するために、上述の関係が利用され得る。第 1 に、総有効高さ（ h_{TE} ）は、方程式（86）に示したように、上方の帯電端子 T_1 の複素有効高さ（ h_{UE} ）と、下方の補償端子 T_2 の複素有効高さ（ h_{LE} ）との重ね合わせである。次に、入射角の正接は、幾何学的に以下のように表され得る。

【数 8 8】

$$\tan \psi_E = \frac{h_{TE}}{R_x}$$

(8 8)

このことは、ウェーブチルト W の規定に等しい。最後に、所望のハンケル交差距離 R_x の場合、 h_{TE} は、ハンケル交差点 1 2 1 において、入射光のウェーブチルトを複素ブルースター角に整合させるように調整され得る。このことは、たとえば h_p 、 Φ_U 、および h_d を調整することによって達成され得る。

【 0 1 0 6 】

これらの概念は、誘導表面導波路プロープの例をとって議論する場合に、よりよく理解されるであろう。図 1 4 を参照すると、損失性導電性媒体 2 0 3 によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された、上方の帯電端子 T_1 （たとえば、高さ h_T における球）と、下方の補償端子 T_2 （たとえば、高さ h_d のディスク）を含む誘導表面導波路プロープ 2 0 0 d の例が図示されている。動作時には、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、特定の瞬間に端子 T_1 と端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とにそれぞれ印加される。

【 0 1 0 7 】

AC 源 2 1 2 は、誘導表面導波路プロープ 2 0 0 d に、たとえば螺旋コイルなどのコイル 2 1 5 を備えた給電ネットワーク 2 0 9 を通して結合した、帯電端子 T_1 のための励起源として作用する。AC 源 2 1 2 は、図 1 4 に示すように、コイル 2 1 5 の下方部分を越えてタップ 2 2 7 を通して接続され得るか、一次コイルによってコイル 2 1 5 に誘導的に結合され得る。コイル 2 1 5 は、第 1 の端部で接地杭 2 1 8 に結合され得、第 2 の端部において帯電端子 T_1 に結合され得る。いくつかの実施態様では、帯電端子 T_1 への接続は、コイル 2 1 5 の第 2 の端部において、タップ 2 2 4 を使用して調整され得る。補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 2 0 3（たとえば、地面または地球）上に、損失性導電性媒体 2 0 3 とほぼ水平に配置され、コイル 2 1 5 に結合したタップ 2 3 3 を通して給電される。コイル 2 1 5 と接地杭 2 1 8 との間に位置する電流計 2 3 6 は、誘導表面導波路プロープの基における電流の大きさ（ I_0 ）の表示を提供するのに使用され得る。代替的には、電流の大きさ（ I_0 ）の表示を得るために、電流固定が、接地杭 2 1 8 に結合した導電体周りで使用することができる。

【 0 1 0 8 】

図 1 4 の例では、コイル 2 1 5 は、第 1 の端部で接地杭 2 1 8 に結合し、第 2 の端部において垂直供給線導体 2 2 1 を介して帯電端子 T_1 に結合している。いくつかの実施態様では、図 1 4 に示すように、帯電端子 T_1 への接続は、コイル 2 1 5 の第 2 の端部におい

10

20

30

40

50

て、タップ 2 2 4 を使用して調整され得る。コイル 2 1 5 は、コイル 2 1 5 の下方部分において、タップ 2 2 7 を通して A C 源 2 1 2 によって動作周波数で通電され得る。他の実施態様では、A C 源 2 1 2 は、一次コイルを通してコイル 2 1 5 に誘導的に結合され得る。補償端子 T_2 は、コイル 2 1 5 に結合したタップ 2 3 3 を通して給電される。コイル 2 1 5 と接地杭 2 1 8 との間に位置する電流計 2 3 6 は、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 d の基における電流の大きさの表示を提供するのに使用され得る。代替的には、電流の大きさの表示を得るために、電流固定が、接地杭 2 1 8 に結合した導電体周りで使用することができる。補償端子 T_2 は、損失性導電性媒体 2 0 3 (たとえば、地面) 上に、損失性導電性媒体 2 0 3 とほぼ水平に配置されている。

【0109】

図 1 4 の例では、帯電端子 T_1 との接続部は、コイル 2 1 5 上の、補償端子 T_2 のためのタップ 2 3 3 の接続ポイントの上に位置している。そのような調整により、増大した電圧(そしてひいては、より高い電荷 Q_1)を上方の帯電端子 T_1 に印加することが可能である。他の実施形態では、帯電端子 T_1 の接続点と補償端子 T_2 の接続点とが逆になり得る。誘導表面導波路プローブ 2 0 0 d の総有効高さ (h_{TE}) を、ハンケル交差距離 R_x において誘導表面ウェーブチルトを有する電場を励起するように調整することが可能である。ハンケル交差距離も、方程式 (20b) および (21) の大きさを $-j\gamma\rho$ に関して等しくし、図 4 によって示されるように、 R_x に関して解くことによって見出され得る。屈折率 (n)、複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$ および $\psi_{i,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^{j\Psi}$)、ならびに複素有効高さ ($h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$) は、上の方程式 (41) ~ (44) に関して記載したように特定され得る。

【0110】

選択された帯電端子 T_1 の構成では、球の直径(または有効な球の直径)が特定され得る。たとえば、帯電端子 T_1 が球として構成されていない場合、端子の構成は、有効な球の直径を有する球状の静電容量としてモデル化することができる。帯電端子 T_1 のサイズは、端子に印加される電荷 Q_1 のための十分に大きい表面を提供するように選択され得る。通常は、帯電端子 T_1 を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気のイオン化は、帯電端子の周囲での放電またはスパークに繋がり得る。帯電端子 T_1 上の拘束された電荷の量を低減するために、誘導表面波を発するための帯電端子 T_1 に自由電荷を提供する所望の高さは、損失性導電性媒体(たとえば、地球)上の、有効な球の直径の少なくとも 4 ~ 5 倍であるものとする。補償端子 T_2 は、 R_x において誘導表面ウェーブチルトを有する電場を励起するように、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 d の総有効高さ (h_{TE}) を調整するために使用され得る。補償端子 T_2 は、 $h_d = h_T - h_p$ で帯電端子 T_1 の下に配置され得る。ここで、 h_T は、帯電端子 T_1 の総物理的高さである。補償端子 T_2 の位置が固定され、位相遅れ Φ_U が上方の帯電端子 T_1 に印加されると、下方の補償端子 T_2 に印加される位相遅れ Φ_L が、以下のように、方程式 (86) の関係を使用して特定され得る。

【数 89】

$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_d + y) - j \ln \left(\frac{R_x \times W - (h_p + z)e^{j(\beta h_p + \beta z + \Phi_L)}}{(h_d + y)} \right)$$

(89)

代替的实施形態では、補償端子 T_2 は、高さ h_d に配置され得る。ここで、 $\text{Im}\{\Phi_L\} = 0$ である。このことは、 Φ_U の実数部分と虚数部分とのそれぞれのプロット 172 とプロット 175 とを示す図 15A に図示されている。補償端子 T_2 は、プロット 172 に図示するように、高さ h_d に配置されている。ここで、 $\text{Im}\{\Phi_U\} = 0$ である。この固定された高さでは、コイルの位相 Φ_U は、プロット 175 に図示するように、 $\text{Re}\{\Phi_U\}$ から特定され得る。

【0111】

AC源212がコイル215（たとえば、結合を最大化する50Ωのポイント）に結合していると、タップ233の位置は、動作周波数におけるコイルの少なくとも一部分との、補償端子 T_2 の並列共振のために調整され得る。図15Bは、図14の概略的な電気接続図の概略図を示している。図中、 V_1 は、AC源212からタップ227を通してコイル215の下方部分に印加される電圧、 V_2 は、上方の帯電端子 T_1 に供給される、タップ224における電圧、 V_3 は、タップ233を通して下方の補償端子 T_2 に印加される電圧である。抵抗 R_p と抵抗 R_d とは、帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とのそれぞれの帰地抵抗を示している。帯電端子 T_1 および補償端子 T_2 は、球、円筒、トロイド、リング、フード、または、静電容量の構造の任意の他の組合せとして構成することができる。帯電端子 T_1 および補償端子 T_2 のサイズは、各端子に印加される電荷 Q_1 および電荷 Q_2 のための十分に大きい表面を提供するように選択され得る。通常は、帯電端子 T_1 を実施できる程度に大きく形成することが望ましい。帯電端子 T_1 のサイズは、周囲の空気のイオン化を避けるために十分に大きいものとする。周囲の空気のイオン化は、帯電端子の周囲での放電またはスパークに繋がりが得る。帯電端子 T_1 と補償端子 T_2 とのそれぞれの自己容量 C_p と自己容量 C_d とは、たとえば、方程式(24)を使用して特定され得る。

10

【0112】

図15Bに見て取ることができるように、共振回路は、コイル215のインダクタンスの少なくとも一部分、補償端子 T_2 の自己容量 C_d 、および補償端子 T_2 に関連付けられた帰地抵抗 R_d で形成されている。並列共振は、補償端子 T_2 に印加される電圧 V_3 を調整すること（たとえば、コイル215上のタップ233の位置を調整すること）、または、補償端子 T_2 の高さおよび／もしくはサイズを調整して C_d を調整することにより、達成され得る。コイルのタップ233の位置は、並列共振のために調整され得る。このことは、接地杭218を通るとともに電流計236を通る接地電流が最大点に達する結果となる。補償端子 T_2 の並列共振が確立された後に、AC源212のためのタップ227の位置は、コイル215上の50Ωの点に調整され得る。

20

【0113】

コイル215からの電圧 V_2 は、帯電端子 T_1 に印加することができ、タップ224の位置は、総有効高さ(h_{TE})の位相(Φ)が、ハンケル交差距離(R_x)における誘導表面のウェーブチルト(W_{Rx})の角度にほぼ等しくなるように調整され得る。コイルのタップ224の位置は、この動作点に達するまで調整され得る。このことは、電流計236を通る接地電流が最大点に増大する結果となる。この点において、誘導表面導波路プローブ200dによって励起されて得られる場合は、結果として、損失性導電性媒体203の表面上の誘導表面導波モードにほぼモード整合しており、誘導表面波を損失性導電性媒体203の表面に沿って発する。このことは、誘導表面導波路プローブ200から延びる放射線に沿って場の強度を測定することにより、証明され得る。

30

【0114】

補償端子 T_2 を含む回路の共振は、帯電端子 T_1 の取付け、および／または、タップ224を通して帯電端子 T_1 に印加される電圧の調整とともに変化する可能性がある。共振のための補償端子回路の調整が、次の帯電端子の接続の調整の助けになるが、ハンケル交差距離(R_x)における誘導表面ウェーブチルト(W_{Rx})を確立することは不要である。システムは、AC源212に関するタップ227の位置を、コイル215上の50Ωの点になるように繰返し調整することと、タップ233の位置を、電流計236を通る接地電流を最大化するように調整することとにより、結合を向上させるようにさらに調整することができる。補償端子 T_2 を含む回路の共振は、タップ227およびタップ233の位置が調整されるにつれて、または他の要素がコイル215に取り付けられる場合に、ドリフトする場合がある。

40

【0115】

他の実施態様では、コイル215からの電圧 V_2 は、帯電端子 T_1 に印加することができ、タップ233の位置は、総有効高さ(h_{TE})の位相(Φ)が、 R_x における誘導表

50

面ウェーブチルトの角度 (Ψ) にほぼ等しくなるように調整され得る。コイルのタップ 224 の位置は、この動作点に達するまで調整され得、電流計 236 を通る接地電流が最大点に実質的に到達する結果となる。結果として得られる場合は、損失性導電性媒体 203 の表面上の誘導表面導波モードにほぼモード整合しており、誘導表面波は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って発せられる。このことは、誘導表面導波路プローブ 200 から延びる放射線に沿って場の強度を測定することにより、証明され得る。システムは、AC 源 212 に関するタップ 227 の位置を、コイル 215 上の $50\ \Omega$ の点になるように繰返し調整することと、タップ 224 および／またはタップ 233 の位置を、電流計 236 を通る接地電流を最大化するように調整することとにより、結合を向上させるようにさらに調整することができる。

10

【0116】

再び図 12 を参照すると、誘導表面導波路プローブ 200 の動作を、誘導表面導波路プローブ 200 と関連付けられた動作条件の変化に関して調整するために制御してもよい。たとえば、プローブ制御システム 230 は、誘導表面導波路プローブ 200 の動作を制御するために、給電ネットワーク 209、ならびに／または、帯電端子 T_1 および／もしくは補償端子 T_2 の位置決めを制御するように使用され得る。動作条件には、限定しないが、損失性導電性媒体 203 の特性（たとえば、導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r ）の変化、場の強度の変化、および／または誘導表面導波路プローブ 200 の負荷の変化が含まれ得る。方程式 (41) ~ (44) から見て取ることができるように、屈折率 (n)、複素ブルースター角 ($\theta_{i,B}$ および $\psi_{i,B}$)、ウェーブチルト ($|W|e^{j\Psi}$)、ならびに複素有効高さ ($h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$) は、たとえば天気の状態からの、土の導電性および誘電率の変化によって影響され得る。

20

【0117】

たとえば導電性測定プローブ、誘電率センサ、グラウンド・パラメータ・メータ、フィールドメータ、電流モニタ、および／または負荷受信機などの設備が、動作条件の変化について監視し、現在の動作条件に関する情報をプローブ制御システム 230 に提供するために使用され得る。プローブ制御システム 230 はこのため、誘導表面導波路プローブ 200 に関する特定の動作条件を維持するために、誘導表面導波路プローブ 200 に 1 つまたは複数の調整を行うことができる。たとえば、湿度および温度が変化するにつれて、土の導電性も変化する。導電性測定プローブおよび／または誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ 200 周りの複数の位置に配置されてもよい。概して、動作周波数に関するハンケル交差距離 R_x 、またはその上の導電性および／または誘電率を監視することが望ましい。導電性測定プローブおよび／または誘電率センサは、誘導表面導波路プローブ 200 周りの複数の位置（たとえば、各象限）に配置されてもよい。

30

【0118】

図 16 を参照すると、垂直軸 z に沿って配置された、帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 を含む誘導表面導波路プローブ 200 e の例が示されている。誘導表面導波路プローブ 200 e は、領域 1 を形成する損失性導電性媒体 203 の上に配置されている。さらに、第 2 の媒体 206 は、境界面を損失性導電性媒体 203 と共有し、領域 2 を形成している。帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 は、損失性導電性媒体 203 上に配置されている。帯電端子 T_1 は、物理的高さ H_1 に位置しており、帯電端子 T_2 は、物理的高さ H_2 において、垂直軸 z に沿って T_1 の直下に配置されている。ここで、 H_2 は H_1 よりも小である。誘導表面導波路プローブ 200 e によって与えられる伝達構造の高さ h は、 $h = H_1 - H_2$ である。誘導表面導波路プローブ 200 e は、励起源 212 を帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 に結合する給電ネットワーク 209 を含んでいる。

40

【0119】

帯電端子 T_1 および／または帯電端子 T_2 は、電荷を保持することが可能である導電性の物質を含んでいる。この物質は、実際に可能な範囲で最大限の電荷を保持するようなサイズとすることができる。帯電端子 T_1 は、自己容量 C_1 を有しており、帯電端子 T_2 は、自己容量 C_2 を有している。これら自己容量は、たとえば方程式 (24) を使用して特

50

定され得る。帯電端子 T_2 の直上の帯電端子 T_1 の配置により、相互静電容量 C_M が帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間に形成される。帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とは同一である必要はないが、各々が別々のサイズおよび形状を有してよく、異なる導電性材料を含み得ることに留意されたい。最終的に、誘導表面導波路プロープ 200e によって発せられる誘導表面波の場の強度は、端子 T_1 の電荷の量に正比例している。電荷 Q_1 は、このため、 $Q_1 = C_1 V$ であることから、帯電端子 T_1 に関連付けられた自己容量 C_1 に比例している。ここで、 V は帯電端子 T_1 に印加される電圧である。

【0120】

予め規定された動作周波数において動作するように適切に調整されている場合、誘導表面導波路プロープ 200e は、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って誘導表面波を生成する。励起源 212 は、構造を励起するために誘導表面導波路プロープ 200e に印加される、予め規定された周波数において、電気エネルギーを生じ得る。誘導表面導波路プロープ 200e によって生じる電磁場が、損失性導電性媒体 203 とほぼモード整合している場合、電磁場は、複素ブルースター角における入射波面を実質的に合成し、反射がほとんどないか、反射しない結果となる。したがって、表面導波路プロープ 200e は、放射波を生成しないが、損失性導電性媒体 203 の表面に沿って誘導表面進行波を発する。励起源 212 からのエネルギーは、Zenneck の表面電流として、誘導表面導波路プロープ 200e の有効伝達範囲内に位置する 1 つまたは複数の受信機に伝達され得る。

【0121】

損失性導電性媒体 203 の表面上の放射 Zenneck 表面電流 $J_\rho(\rho)$ の漸近線を近傍の $J_1(\rho)$ および遠方の $J_2(\rho)$ として特定することができる。

近傍 ($\rho < \lambda/8$) :

【数90】

$$J_\rho(\rho) \sim J_1 = \frac{I_1 + I_2}{2\pi\rho} + \frac{E_\rho^{QS}(Q_1) + E_\rho^{QS}(Q_2)}{Z_\rho}$$

(90)

および

遠方 ($\rho \gg \lambda/8$) :

【数91】

$$J_\rho(\rho) \sim J_2 = \frac{j\gamma\omega Q_1}{4} \times \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} \times \frac{e^{-(\alpha+j\beta)\rho}}{\sqrt{\rho}}$$

(91)

ここで、 I_1 は、第 1 の帯電端子 T_1 に電荷 Q_1 を供給する伝導電流であり、 I_2 は、第 2 の帯電端子 T_2 に電荷 Q_2 を供給する伝導電流である。上方の帯電端子 T_1 の電荷 Q_1 は、 $Q_1 = C_1 V_1$ によって特定される。ここで、 C_1 は帯電端子 T_1 の絶縁静電容量である。ここで、 $(E_\rho^{QS}(Q_1))/Z_\rho$ によって与えられる、上に説明した J_1 のための第 3 の要素が存在することに留意されたい。これは、Leontovich 境界条件からくる、第 1 の帯電端子 Q_1 の位置を上げて配置した振動電荷の準静的場によってポンピングされる損失性導電性媒体 203 の放射電流に由来するものである。 $Z_\rho = j\omega\mu_0/\gamma_e$ の量は、損失性導電性媒体の放射インピーダンスであり、ここで、 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1)^{1/2}$ である。

【0122】

方程式 (90) と (91) とによって説明した放射電流の近傍と遠方とを示す漸近線は複素数である。様々な実施形態によれば、物理表面電流 $J(\rho)$ は、大きさおよび位相が電流の漸近線にできる限り近くに整合するように合成される。すなわち、近傍の $|J(\rho$

) | は、 $|J_1|$ の正接になり、遠方の $|J(\rho)|$ は、 $|J_2|$ の正接になる。やはり、様々な実施形態によれば、 $J(\rho)$ の位相は、遠方の J_2 の位相に対する近傍の J_1 の位相からの遷移であるものとする。

【0123】

伝達の場合において誘導表面波モードを、誘導表面波を発するように整合させるために、遠方の $|J_2|$ の表面電流の位相は、近傍の $|J_1|$ の表面電流の位相から、 $e^{-j\beta(\rho_2 - \rho_1)}$ と、約45度または225度の定数との和に対応する伝播位相だけ異なっているものとする。この理由は、 $\sqrt{\gamma}$ に関して2つの根があり、1つは $\pi/4$ の近くであり、1つは $5\pi/4$ の近くであるからである。適切に調整された合成放射表面電流は以下のようになる。

【数92】

$$J_\rho(\rho, \phi, 0) = \frac{I_o \gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(92)

この方程式は方程式(17)と一致していることに留意されたい。マクスウェル方程式により、 $J(\rho)$ などの表面電流が自動的に、以下に適合する場を自動的に形成する。

【数93】

$$H_\phi = \frac{-\gamma I_o}{4} e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(93)

【数94】

$$E_\rho = \frac{-\gamma I_o}{4} \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_o} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(94)

および

【数95】

$$E_z = \frac{-\gamma I_o}{4} \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_o} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

(95)

したがって、整合されることになる誘導表面波モードに関する、遠方の表面電流 $|J_2|$ の位相と、近傍の表面電流 $|J_1|$ との間の位相差は、方程式(1)～(3)と一致している方程式(93)～(95)にハンケル関数の特性に基づいている。方程式(1)～(6)および(17)、ならびに方程式(92)～(95)によって表される場が、地上波の伝播に関連付けられた放射場ではなく、損失性界面に束縛された伝達線モードの性質を有していることを確認することは重要である。

【0124】

所与の位置における誘導表面導波路プローブ200eの所与の設計に関する適切な電圧の大きさおよび位相を得るために、反復法を使用することができる。具体的には、端子T

10

20

30

40

50

1 および端子 T_2 への供給電流、帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 の電荷、および、それらの損失性導電性媒体 203 における鏡像を考慮して、誘導表面導波路プロープ 200e の所与の励起および構成について分析を行い、発生した径方向表面電流密度を特定することができる。このプロセスを、所与の誘導表面導波路プロープ 200e に関する最適な構成および励起が所望のパラメータに基づいて特定されるまで繰返し実施することができる。所与の誘導表面導波路プロープ 200e が最適なレベルで動作しているかどうかの特定を補助するために、誘導場の強度曲線 103 (図 1) は、誘導表面導波路プロープ 200e の位置における領域 1 の導電性 (σ_1) および領域 1 の誘電率 (ϵ_1) に関する値に基づき、方程式 (1) ~ (12) を使用して生成することができる。そのような誘導場の強度曲線 103 は、測定された場の強度を、誘導場の強度曲線 103 によって示された大き
10

【0125】

最適な条件に達するために、誘導表面導波路プロープ 200e に関連付けられた様々なパラメータを調整することができる。誘導表面導波路プロープ 200e を調整するよう変化させることができるパラメータの 1 つは、損失性導電性媒体 203 の表面に対する、帯電端子 T_1 および／または帯電端子 T_2 の一方または両方の高さである。さらに、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間の距離または間隔も調整することができる。そのようにする場合、帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 と、損失性導電性媒体 203 との間の相互静電容量 C_M または任意の拘束静電容量を、最小化する別様に変更できることが分かる。帯電端子 T_1 および／または帯電端子 T_2 のそれぞれのサイズも、調整され得る。帯電端子 T_1 および／または帯電端子 T_2 のサイズを変化させることにより、それぞれの自己容量 C_1 および／または自己容量 C_2 、ならびに相互静電容量 C_M を変更できることが分かる。
20

【0126】

さらにまた、調整可能である別のパラメータは、誘導表面導波路プロープ 200e に関連付けられた給電ネットワーク 209 である。このことは、給電ネットワーク 209 を形成する誘導的および／または静電容量のリアクタンスのサイズを調整することにより、達成することができる。たとえば、そのような誘導的リアクタンスがコイルを備えている場合、そのようなコイルの巻き数を調整することができる。最終的に、給電ネットワーク 209 に対する調整は、給電ネットワーク 209 の電氣的長さを変更し、それにより、帯電
30

【0127】

様々な調整を行うことによって行われる伝達の繰返しが、コンピュータモデルを使用することによって、または、物理的構造を調整することによって、実施可能であることに留意されたい。上述の調整を行うことにより、上に説明した方程式 (90) および (91) に特定された誘導表面波モードの同じ電流 $J(\rho)$ に近似する、対応する「近傍」表面電流 J_1 と「遠方」表面電流 J_2 とを形成することができる。そのようにする際に、結果として得られる電磁場は、損失性導電性媒体 203 の表面上の誘導表面波モードに、実質的またはほぼモード整合している。
40

【0128】

図 16 の例には示されていないが、誘導表面導波路プロープ 200e の動作は、誘導表面導波路プロープ 200 と関連付けられた動作条件の変化に関して調整するために制御することができる。たとえば、図 12 に示すプロープ制御システム 230 は、誘導表面導波路プロープ 200e の動作を制御するために、給電ネットワーク 209 ならびに／または、帯電端子 T_1 および／もしくは帯電端子 T_2 の位置決めおよび／もしくはサイズを制御するように使用され得る。動作条件には、限定しないが、損失性導電性媒体 203 の特性 (たとえば、導電性 σ および相対誘電率 ϵ_r) の変化、場の強度の変化、および／または誘導表面導波路プロープ 200e の負荷の変化が含まれ得る。
50

【0129】

ここで図 17 を参照すると、ここでは誘導表面導波路プロープ 200f として示された

図16の誘導表面導波路プローブ200eの例が示されている。誘導表面導波路プローブ200fは、損失性導電性媒体203（たとえば、地球）によって与えられた面に対してほぼ直角である垂直軸 z に沿って配置された帯電端子 T_1 および T_2 を含み得る。第2の媒体206は、損失性導電性媒体203の上に位置している。帯電端子 T_1 は自己容量 C_1 を有しており、帯電端子 T_2 は自己容量 C_2 を有している。動作時には、電荷 Q_1 と電荷 Q_2 とが、特定の瞬間において帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とに印加される電圧に応じて、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とにそれぞれ印加される。相互静電容量 C_M は、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 との間に、その間の距離に応じて存在するようにしてよい。さらに、拘束静電容量は、損失性導電性媒体203に対するそれぞれの帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 の高さに基づき、それぞれの帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 と、損失性導電性媒体203との間に存在するようにしてよい。

【0130】

誘導表面導波路プローブ200fは、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とのそれぞれに結合された一対のリードを有するコイル L_{1a} を備えている誘導インピーダンスを備えた給電ネットワーク209を含んでいる。一実施形態では、コイル L_{1a} は、誘導表面導波路プローブ200fの動作周波数における波長の2分の1（ $1/2$ ）の電気的長さを有するように特定されている。

【0131】

コイル L_{1a} の電気的長さは動作周波数における波長の約2分の1（ $1/2$ ）に設定するが、コイル L_{1a} は、他の値における電気的長さによって設定してもよいことを理解されたい。一実施形態によれば、コイル L_{1a} が、動作周波数において波長の約2分の1の電気的長さを有するという事実により、帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とに最大電圧差が形成されることの利点を与えられる。それにも関わらず、コイル L_{1a} の長さまたは直径は誘導表面波モードの最適な励起を得るように、誘導表面導波路プローブ200fを調整する場合に増減してもよい。コイルの長さの調整は、コイルの一方または両方の端部に位置するタップによって提供することができる。他の実施形態では、誘導インピーダンスが、誘導表面導波路プローブ200fの動作周波数における波長の $1/2$ より著しく小さいか大きい電気的長さを有するように設定することができる。

【0132】

励起源212は、給電ネットワーク209に磁気結合によって結合され得る。具体的には、励起源212は、コイル L_{1a} に誘導的に結合したコイル L_p に結合されている。このことは、リンク結合、タップが置かれたコイル、可変リアクタンス、または他の結合の手法によって行うことができることが分かる。このため、コイル L_p は、一次コイルとして作用し、コイル L_{1a} は二次コイルとして作用することが分かる。

【0133】

所望の誘導表面波の伝達のための誘導表面導波路プローブ200fを調整するために、それぞれの帯電端子 T_1 および帯電端子 T_2 の高さは、損失性導電性媒体203に対して、および、互いに対して変更してもよい。帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 とのサイズも変更することができる。さらに、コイル L_{1a} のサイズは、巻き数を増やすか減らすこと、または、コイル L_{1a} のいくつかの他の寸法を変更することによって変更することができる。コイル L_{1a} は、図17に示すように、電気的長さを調整するための1つまたは複数のタップをも含み得る。帯電端子 T_1 と帯電端子 T_2 のいずれかに接続されたタップの位置も調整され得る。

【0134】

次に図18A、18B、18C、および19を参照すると、無線給電システムにおいて表面で誘導波を使用するための概略化された受信回路の例が示されている。図18Aと図18B～18Cとは、線形プローブ303と同調共振器306とをそれぞれ示している。図19は、本開示の様々な実施形態に係る磁気コイル309である。様々な実施形態によれば、線形プローブ303、同調共振器306、および磁気コイル309の各々が、様々な実施形態に係る、損失性導電性媒体203の表面上の、誘導表面波の形態で伝達された

電力を受信するために採用することができる。上述のように、一実施形態では、損失性導電性媒体 203 は、陸上媒体（すなわち地球）を含んでいる。

【0135】

特に図 18A を参照すると、線形プローブ 303 の出力端子 312 における開回路端子の電圧は、線形プローブ 303 の有効高さに基づいている。このため、端子点の電圧は、以下のように計算することができる。

【数 96】

$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl \quad 10$$

(96)

ここで、 E_{inc} は、ボルト毎メートルでの、線形プローブ 303 に印加された入射電場の強度であり、 dl は、線形プローブ 303 の方向に沿う積分要素であり、 h_e は、線形プローブ 303 の有効高さである。電気的負荷 315 は、インピーダンス整合ネットワーク 318 を通して出力端子 312 に結合されている。

【0136】

線形プローブ 303 が上述のように誘導表面波を受ける場合、可能性のあるケースとして、共役インピーダンス整合ネットワーク 318 を通して電気的負荷 315 に印加することができる出力端子 312 の両側の電圧が生じる。電気的負荷 315 への電力の流れを促進するために、電気的負荷 315 は、以下に記載するように、線形プローブ 303 に、実質的にインピーダンスが整合するものとする。

20

【0137】

図 18B を参照すると、誘導表面波のウェーブチルトに等しい位相シフトを保持する接地電流励起コイル 306a は、損失性導電性媒体 203 上に位置を上げて配置した（またはつるした）帯電端子 T_R を含んでいる。帯電端子 T_R は、自己容量 C_R を有している。さらに、帯電端子 T_R と損失性導電性媒体 203 との間にも、損失性導電性媒体 203 上の帯電端子 T_R の高さに基づき、拘束静電容量（図示せず）が存在する場合がある。拘束静電容量は、好ましくは、実際に可能である限り最小化されるものとする。しかし、このことは、すべての場合において全体的に必要なではない場合がある。

30

【0138】

同調共振器 306a も、位相シフト Φ を有するコイル L_R を備えた受信機ネットワークを含んでいる。コイル L_R の一方の端部は、帯電端子 T_R に結合しており、コイル L_R の他方の端部は、損失性導電性媒体 203 に結合している。受信機ネットワークは、コイル L_R を帯電端子 T_R に結合する垂直供給線導体を含み得る。このため、コイル L_R （同調共振器 $L_R - C_R$ とも呼ばれる場合がある）は、帯電端子 C_R とコイル L_R とが連続して配置されるように列が調整された共振器を備えている。コイル L_R の位相遅れは、帯電端子 T_R のサイズおよび／もしくは高さを変更すること、ならびに／または、構造の位相 Φ がウェーブチルト Ψ の角度にほぼ等しくなるように、コイル L_R のサイズを調整することにより、調整され得る。垂直供給線の位相遅れも、たとえば、導電体の長さを変更することにより、調整することができる。

40

【0139】

たとえば、自己容量 C_R によって与えられたリアクタンスは、 $1/j\omega C_R$ として計算される。構造 306a の総静電容量も、帯電端子 T_R と損失性導電性媒体 203 との間の静電容量を含んでもよいことに留意されたい。ここで、構造 306a の総静電容量は、自己容量 C_R と、任意の拘束静電容量との両方から計算できることが分かる。一実施形態によれば、帯電端子 T_R は、あらゆる拘束静電容量を実質的に低減するか除去するように、ある高さに上げて配置することができる。拘束静電容量の存在は、すでに論じたように、

50

帯電端子 T_R と損失性導電性媒体 203 との間の静電容量測定から判定することができる。

【0140】

別個の要素のコイル L_R によって与えられる誘導リアクタンスは、 $j\omega L$ として計算することができる。ここで、 L は、コイル L_R の集中素子としてのインダクタンスである。コイル L_R が分布素子である場合、その等価の端子点の誘導リアクタンスを、従来の手法によって特定することができる。構造 306a を同調させるために、動作周波数において表面導波路にモード整合させる目的のために、位相遅れがウェーブチルトに等しくなるように調整することになる。この条件下では、受信構造は、表面導波路と「モード整合した」と見なしてよい。構造および／またはインピーダンス整合ネットワーク 324 周りのトランスのリンクは、電力を負荷に繋げるために、プローブと電気的負荷 327 との間に挿入することができる。インピーダンス整合ネットワーク 324 をプローブ端子 321 と電気的負荷 327 との間に挿入することは、電気的負荷 327 への最大電力の伝達のための共役整合した条件に影響し得る。

【0141】

動作周波数における表面電流が存在する中に置かれると、電力は、表面誘導波から電気的負荷 327 に送られる。このために、電気的負荷 327 は、磁気結合、静電容量結合、または導電性（直接タップによる）結合により、構造 306a に結合することができる。結合ネットワークの要素は、集中素子であるか分布素子としてよいことが分かる。

【0142】

図 18B に示す実施形態では、磁気結合が採用されている。ここでは、コイル L_S が、トランス一次コイルとして作用するコイル L_R に対する二次コイルとして配置されている。コイル L_S は、同じコア構造周りにコイルを幾何学的に巻くこと、および、結合した磁束を調整することにより、コイル L_R にリンク結合することができる。さらに、受信構造 306a が連続同調共振器を備えているが、並列同調共振器または、適切な位相遅れを有する分布要素共振器さえも、やはり使用することができる。

【0143】

電磁場に浸されている受信構造が、場からのエネルギーと結合する場合があるが、極性が整合した構造が、結合を最大化することにより、最もよく作用することが分かる。ここでは、導波モードへのプローブ結合に関する従来のルールが見られる。たとえば、 TE_{20} （横方向電気モード）導波路プローブが、 TE_{20} モードで励起された従来の導波路からエネルギーを抽出するのに最適である場合がある。同様に、これらの場合では、モード整合し、位相整合した受信構造は、表面で誘導波からの電力を結合するために最適化され得る。損失性導電性媒体 203 の表面上の、誘導表面導波路プローブ 200 によって励起された誘導表面波は、開いた導波路の導波モードと見なされ得る。導波路の損失を除き、電源のエネルギーが完全に回復され得る。有用な受信構造は、E 場結合されたか、H 場結合されたか、表面電流が励起される場合がある。

【0144】

受信構造は、受信構造の近くでの損失性導電性媒体 203 の局所的特性に基づいて、誘導表面波との結合を増大するか最大化するように調整され得る。これを達成するために、受信構造の位相遅れ（ Φ ）は、受信構造における表面進行波のウェーブチルトの角度（ Ψ ）に整合するように調整され得る。適切に構成された場合、受信構造は、複素深さ $z = -d/2$ における完全導電性の像基底面と共振するよう同調させることができる。

【0145】

たとえば、図 18B の同調共振器 306a を備え、コイル L_R 、および、コイル L_R と帯電端子 T_R との間に接続された垂直供給線を含む受信構造を考慮する。帯電端子 T_R が、損失性導電性媒体 203 の上の規定の高さに位置していると、コイル L_R および垂直供給線の総位相シフト Φ は、同調共振器 306a の位置におけるウェーブチルトの角度（ Ψ ）に整合し得る。方程式（22）から、ウェーブチルトが漸近的に以下となることを見取することができる。

【数 97】

$$W = |W|e^{j\Psi} = \frac{E_\rho}{E_z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r - j \frac{\sigma_1}{\omega \varepsilon_0}}}$$

(97)

ここで、 ε_r は相対誘電率を含んでおり、 σ_1 は、受信構造の位置における損失性導電性媒体 203 の導電率であり、 ε_0 は自由空間の誘電率である。また、 $\omega = 2\pi f$ であり、ここで、 f は励起周波数である。したがって、ウェーブチルトの角度 (Ψ) は、方程式 (97) から特定され得る。

10

【0146】

同調共振器 306 a の総位相シフト ($\Phi = \theta_c + \theta_y$) は、コイル L_R を通しての位相遅れ (θ_c) と、垂直供給線 (θ_y) の位相遅れとの両方を含んでいる。垂直供給線の導体長さ l_w に沿う空間的な位相遅れは、 $\theta_y = \beta_w l_w$ によって与えられ得る。ここで、 β_w は、垂直供給線導体に関する伝播位相定数である。コイル (または螺旋遅れ線) に起因する位相遅れは $\theta_c = \beta_p l_c$ であり、 l_c は物理的長さであり、以下は伝播因子である。

【数 98】

20

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$$

(98)

ここで、 V_f は構造上の速度因子であり、 λ_0 は供給周波数における波長であり、 λ_p は、速度因子 V_f の結果としての伝播波長である。一方または両方の位相遅れ ($\theta_c + \theta_y$) は、位相シフト Φ をウェーブチルトの角度 (Ψ) に整合させるように調整され得る。たとえば、タップの位置は、総位相シフトをウェーブチルトの角度に整合させる ($\Phi = \Psi$) ようにコイルの位相遅れ (θ_c) を調整するために、図 18 B のコイル L_R 上で調整することができる。たとえば、コイルの一部は、図 18 B に示すように、タップ接続によってバイパスされ得る。垂直供給線導体も、コイル L_R にタップを介して接続され得る。タップのコイル上の位置は、総位相シフトをウェーブチルトの角度に整合させるように、調整することができる。

30

【0147】

同調共振器 306 a の位相遅れ (Φ) が調整されると、帯電端子 T_R のインピーダンスは、複素深さ $z = -d/2$ における完全導電性の像基底面に関する共振に同調するように調整され得る。このことは、コイル L_R および垂直供給線の進行波位相遅れを変化させることなく、帯電端子 T_1 の静電容量を調整することにより、達成され得る。この調整は、図 9 A および 9 B に関して記載した調整に類似している。

40

【0148】

複素像平面に対する、損失性導電性媒体 203 を「見下ろす」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【数 99】

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_o \tanh(j\beta_o(d/2))$$

(99)

50

ここで、 $\beta_0 = \omega \sqrt{(\mu_0 \varepsilon_0)}$ である。地球上の垂直に偏光された供給源に関して、複素像平面の深さは以下によって与えられ得る。

【数 100】

$$d/2 \approx 1/\sqrt{j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1}$$

(100)

ここで、 μ_1 は損失性導電性媒体 203 の透磁性であり、 $\varepsilon_1 = \varepsilon_r \varepsilon_0$ である。

【0149】

10

同調共振器 306 a の基においては、受信構造内を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、図 9 A に示されているように、 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ である。端子インピーダンスは以下のようなになる。

【数 101】

$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_R}$$

20

(101)

ここで、 C_R は、帯電端子 T_R の自己容量であり、同調共振器 306 a の垂直供給線導体を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【数 102】

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\beta_w h_w)}{Z_W + Z_R \tanh(j\beta_w h_w)} = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_R \tanh(j\theta_y)}$$

30

(102)

また、同調共振器 306 a のコイル L_R を「見上げている」ように見られるインピーダンスは、以下によって与えられる。

【数 103】

$$Z_{base} = R_{base} + jX_{base} = Z_R \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\beta_p H)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_c \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\theta_c)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\theta_c)}$$

(103)

損失性導電性媒体 203 を「見下ろす」ように見られる無効分 (X_{in}) を、同調共振器 306 a を「見上げる」ように見られる無効分 (X_{base}) に整合させることにより、誘導表面導波モードへの結合を最大化することができる。

40

【0150】

次に図 18 C を参照すると、受信構造の頂部に帯電端子 T_R を含まない同調共振器 306 b の例が示されている。この実施形態では、同調共振器 306 b は、コイル L_R と帯電端子 T_R との間に結合した垂直供給線を含んでいない。したがって、同調共振器 306 b の総位相シフト (Φ) は、コイル L_R を通しての位相遅れ (θ_c) のみを含んでいる。図 18 B の同調共振器 306 a のように、コイルの位相遅れ θ_c は、方程式 (97) から特定されたウェーブチルトの角度 (Ψ) に整合するように調整され得、これにより、 $\Phi = \Psi$ との結果となる。電力の抽出が表面導波モードに結合した受信構造で可能であるが、帯電

50

端子 T_R によって提供された可変無効負荷なしでは、誘導表面波との結合を最大化するように受信構造を調整することは困難である。

【0151】

図18Dを参照すると、受信構造を調整して、損失性導電性媒体203の表面上の誘導表面導波モードに実質的にモード整合させる例を示すフローチャート180が示されている。181で始まり、受信構造が帯電端子 T_R を含んでいる（たとえば、図18Bの同調共振器306aの受信構造）場合、184において、帯電端子 T_R が損失性導電性媒体203上の規定の高さに配置される。表面誘導波が誘導表面導波路プローブ200によって確立されているため、帯電端子 T_R の物理的高さ (h_p) は、有効高さの物理的高さより下とすることができる。物理的高さは、帯電端子 T_R の拘束された電荷を低減するか最小化するように選択することができる（たとえば、帯電端子の球の直径の4倍）。受信構造が帯電端子 T_R を含んでいない（たとえば、図18Cの同調共振器306bの受信構造）場合、フローは187に進む。

【0152】

187では、受信構造の電氣的位相遅れ Φ が、損失性導電性媒体203の局所的特性によって規定される複素ウェーブチルトの角度 Ψ に整合される。螺旋コイルの位相遅れ (θ_c) および／または垂直供給線の位相遅れ (θ_y) は、 Φ を、ウェーブチルト (W) の角度 (Ψ) と等しくするように調整され得る。ウェーブチルトの角度 (Ψ) は、方程式(86)から特定され得る。電氣的位相 Φ は、次いで、ウェーブチルトの角度に整合され得る。たとえば、電氣的位相遅れ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ は、コイル L_R の幾何学的パラメータおよび／または垂直供給線導体の長さ（または高さ）を変化させることにより調整することができる。

【0153】

次に190において、帯電端子 T_R の負荷インピーダンスが、同調共振器306aの等価の像平面モデルを共振させるように同調し得る。導電性の像基底面139（図9A）の受信構造の下の深さ ($d/2$) は、方程式(100)、および、局所的に測定され得る、受信構造における損失性導電性媒体203（たとえば地球）の値を使用して特定され得る。その複素深さを使用して、像基底面139と、または損失性導電性媒体203の物理的境界136（図9A）との間の位相シフト (θ_d) は、 $\theta_d = \beta_0 d/2$ を使用して特定され得る。損失性導電性媒体203を「見下ろす」ように見られるインピーダンス (Z_{in}) は、次いで、方程式(99)を使用して特定され得る。この共振関係は、誘導表面波との結合を最大化するように考慮され得る。

【0154】

コイル L_R の調整されたパラメータおよび垂直供給導体の長さに基づき、コイル L_R および垂直供給線の速度因子、位相遅れ、および、インピーダンスが特定され得る。さらに、帯電端子 T_R の自己容量 (C_R) は、たとえば方程式(24)を使用して特定され得る。コイル L_R の伝播因子 (β_p) は、方程式(98)を使用して特定され得、垂直供給線のための伝播位相定数 (β_w) は、方程式(49)を使用して特定され得る。コイル L_R および垂直供給線の自己容量および特定された値を使用して、コイル L_R を「見上げる」ように見られる同調共振器306aのインピーダンス (Z_{base}) は、方程式(101)、(102)、および(103)を使用して特定され得る。

【0155】

図9Aの等価の像平面モデルも、図18Bの同調共振器306aに適用される。同調共振器306aは、 Z_{base} の共振要素 X_{base} が、 Z_{in} の X_{in} の共振要素をキャンセルする、すなわち、 $X_{base} + X_{in} = 0$ であるように、帯電端子 T_R の負荷インピーダンス Z_R を調整することにより、複素像平面に関して共振するように同調され得る。したがって、同調共振器306aのコイルを「見上げる」物理的境界136（図9A）におけるインピーダンスは、損失性導電性媒体203内を「見下ろす」物理的境界136におけるインピーダンスの共役である。負荷インピーダンス Z_R は、帯電端子 T_R によって見られる電氣的位相遅れ $\Phi = \theta_c + \theta_y$ を変化させることなく、帯電端子 T_R の静電容

量 (C_R) を変化させることにより、調整され得る。導電性の像基底面 139 に対する等価の像平面モデルの共振のために、負荷インピーダンス Z_R を同調させるため反復法を採用してもよい。この方式で、電場の、損失性導電性媒体 203 (たとえば、地球) の表面に沿っての誘導表面導波モードへの結合が向上されるか最大化され得る。

【0156】

図 19 を参照すると、磁気コイル 309 は、インピーダンス整合ネットワーク 333 を通して電氣的負荷 336 に結合された受信回路を備えている。誘導表面波からの電力の受信および／または抽出を促進するために、磁気コイル 309 は、誘導表面波の磁束 H_ψ が磁気コイル 309 を通過し、それにより、磁気コイル 309 内に電流を誘導し、その出力端子 330 において端子点電圧を生成するように、配置してもよい。単一巻き数のコイルに結合された誘導表面波の磁束は、以下によって示されている。

【数 104】

$$\mathcal{F} = \iint_{A_{CS}} \mu_r \mu_0 \vec{H} \cdot \hat{n} dA$$

(104)

ここで、 $\mathcal{F}$ は結合された磁束であり、 μ_r は、磁気コイル 309 のコアの有効な相対透磁性であり、 μ_0 は自由空間の透磁性であり、 $\vec{H}$ は入射磁界の強度ベクトルであり、 $\hat{n}$ は、巻回の断面エリアに垂直な単位ベクトルであり、 A_{CS} は、各ループによって囲まれた面積である。

磁気コイル 309 の断面エリアにわたって一様な入射磁界との最大の結合に適合した N 巻の磁気コイル 309 に関して、磁気コイル 309 の出力端子 330 において表れる開回路に誘導された電圧は、以下のようになる。

【数 105】

$$V = -N \frac{d\mathcal{F}}{dt} \approx -j\omega \mu_r \mu_0 N H A_{CS}$$

(105)

ここで、変数は上述のように規定される。磁気コイル 309 は、可能性のあるケースとして、誘導表面波の周波数に、分配共振器として、または、その出力端子 330 の両側のコンデンサと、同調され得、次いで、共役インピーダンス整合ネットワーク 333 を通して外部の電氣的負荷 336 とインピーダンスが整合する。

【0157】

磁気コイル 309 および電氣的負荷 336 によって与えられる、結果として得られる回路は、適切に調整され、インピーダンス整合ネットワーク 333 を介して共役インピーダンスが整合されると推定すると、磁気コイル 309 内に誘導された電流が、電氣的負荷 336 に最適に給電するように採用することができる。磁気コイル 309 によって与えられた受信回路は、物理的に接地されている必要がないという利点を有している。

【0158】

図 18A、18B、18C、および 19 を参照すると、線形プローブ 303、モード整合構造 306、および磁気コイル 309 によって与えられた各受信回路は、各々が、上述の誘導表面導波路プローブ 200 の実施形態のいずれか 1 つから伝達される電力の受信を

促進する。このため、受信されたエネルギーは、電氣的負荷 3 1 5 / 3 2 7 / 3 3 6 を、共役整合ネットワークを介して給電するために使用できることが分かる。このことは、放射電磁場の形態で伝達された、受信機で受信される場合がある信号と相反している。そのような信号は、かなり低い有効電力を有し、そのような信号の受信機は、伝達器をロードしない。

【0159】

線形プローブ 3 0 3、モード整合構造 3 0 6、および磁気コイル 3 0 9 によって与えられた各受信回路が、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 に適用された励起源 2 1 2（たとえば、図 3、1 2、および 1 6）をロードし、それにより、そのような受信回路が受ける誘導表面波を生成することも、上述の誘導表面導波路プローブ 2 0 0 を使用して生成された本誘導表面波の特性である。このことは、上述の所与の誘導表面導波路プローブ 2 0 0 によって生成される誘導表面波が伝達線モードを含むという事実を反映している。比較として、放射電磁波を生成する放射アンテナを駆動させる動力源は、採用される受信機の数に関わらず、受信機によってはロードされていない。

【0160】

したがって、1 つもしくは複数の誘導表面導波路プローブ 2 0 0 および 1 つもしくは複数の線形プローブ 3 0 3 の形態の受信回路、同調されたモード整合構造 3 0 6、ならびに / または、磁気コイル 3 0 9 は、ともに、無線分配システムを形成することができる。上に説明した誘導表面導波路プローブ 2 0 0 を使用した誘導表面波の伝達距離が周波数に基づく場合、無線電力分配が広いエリアにわたって、地球規模でさえ達成され得ることが可能である。

【0161】

従来の無線電力伝達 / 分配システムは今日、放射場、および、誘導性または無効近接場に結合したセンサからの「エネルギーハーベスティング」を含み、広く研究されている。対照的に、本無線給電システムは、妨げられていなければ永遠に失われる、放射の形態の電力を浪費しない。本件に開示された無線給電システムが、従来の相互リアクタンスに結合した近接場システムのように、極めて狭い範囲に限定されることもない。本明細書に開示の無線給電システムは、新規の表面誘導伝達線モードにプローブ結合し、このことは、導波路によって電力を負荷に送ること、または、遠方の発電機に直接線で繋がれた負荷に電力を送ることと等価である。伝達場の強度を維持するのに必要な電力と、表面導波路内で消散する電力（極めて低い周波数においては、60 Hz における従来の高電圧電力線の伝達損失に比べて重要ではないため）を考慮しないことで、発電機の電力はすべて、所望の電氣的負荷のみに行く。電氣的負荷の要請が切断された場合、供給源の発電機は相対的にアイドリング状態になる。

【0162】

次に図 2 0 A ~ 2 0 E を参照すると、以下の議論に関連して使用される、様々な概略的シンボルの例が示されている。図 2 0 A を特に参照すると、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 a、2 0 0 b、2 0 0 c、2 0 0 e、2 0 0 d、もしくは 2 0 0 f のいずれか 1 つ、またはそれらの任意の変形形態を示すシンボルが示されている。以下の図面および議論では、このシンボルの表示は、誘導表面導波路プローブ P と呼ばれる。以下の議論の単純化のために、誘導表面導波路プローブ P に対するあらゆる参照は、誘導表面導波路プローブ 2 0 0 a、2 0 0 b、2 0 0 c、2 0 0 e、2 0 0 d、もしくは 2 0 0 f のいずれか 1 つ、またはそれらの変形形態に対する参照である。

【0163】

同様に、図 2 0 B を参照して、線形プローブ 3 0 3（図 1 8 A）、同調共振器 3 0 6（図 1 8 B ~ 1 8 C）、または磁気コイル 3 0 9（図 1 9）のいずれか 1 つを含んでいてもよい誘導表面波受信構造体を表す記号が示される。以下の図や説明では、この記号の描写は、誘導表面波受信構造体 R として参照されるであろう。以下の説明の簡素化のため、如何なる誘導表面波受信構造体 R の参照も、線形プローブ 3 0 3、同調共振器 3 0 6、または磁気コイル 3 0 9 のいずれか 1 つ、またはそれらの変形を参照する。

【0164】

さらに図20Cを参照して、線形プローブ303（図18A）を具体的に表す記号が示される。以下の図や説明では、この記号の描写は、誘導表面波受信構造体 R_P として参照されるであろう。以下の説明の簡素化のため、如何なる誘導表面波受信構造体 R_P の参照も、線形プローブ303またはその変形を参照する。

【0165】

さらに図20Dを参照して、同調共振器306（図18B～18C）を具体的に表す記号が示される。以下の図や説明では、この記号の描写は、誘導表面波受信構造体 R_R として参照されるであろう。以下の説明の簡素化のため、如何なる誘導表面波受信構造体 R_R の参照も、同調共振器306またはその変形を参照する。

10

【0166】

さらに図20Eを参照して、磁気コイル309（図19）を具体的に表す記号が示される。以下の図や説明では、この記号の描写は、誘導表面波受信構造体 R_M として参照されるであろう。以下の説明の簡素化のため、如何なる誘導表面波受信構造体 R_M の参照も、磁気コイル309またはその変形を参照する。

【0167】

図21～27を参照して、誘導表面波導波路プローブPから発射された誘導表面波を用いた位置特定のための種々の実施形態が示される。ナビゲーションデバイスは、複数の誘導表面波導波路プローブPから発射された複数の誘導表面波を検出する。誘導表面波の到着の時間差、各誘導表面波が対応する誘導表面波導波路プローブPからナビゲーションデバイスの位置まで進行するのに要した時間、誘導表面波の本来の強度と比較した場合のナビゲーションデバイスの位置における誘導表面波の強度差、ナビゲーションデバイスの位置で測定された誘導表面波の間の位相シフト、またはそれらのアプローチのいくつかの組み合わせを解析すれば、ナビゲーションデバイスの地球上での位置が決定されてもよい。また、いくつかの実施形態では、ナビゲーションデバイスは1つまたは複数の誘導表面波によって電力供給されてもよい。さらに、誘導表面波は、ナビゲーションデバイスおよび／または他のデバイスの精度を向上させるための時刻同期に使用されてもよい。

20

【0168】

誘導表面波の到達範囲は、誘導表面波の周波数に依存する。例えば、約20kHz以下の周波数の誘導表面波は地球全体の回りを進行することができる。これらの周波数では、本開示の種々の実施形態は、地球規模のポジショニングおよびナビゲーションに使用されてもよい。周波数がより高くなれば、数百または数十マイルというように到達距離はより短くなり、種々の実施形態は地域的なポジショニングおよびナビゲーションに限定される。

30

【0169】

特に図21を参照して、種々の実施形態に係るナビゲーションユニット400が示される。ナビゲーションユニット400は、受信機403、アンテナマウント406、およびコンピューティングデバイス409を有する。受信機403はアンテナマウント406に接続され、同様にコンピューティングデバイス409にも接続される。いくつかの実施形態では、ナビゲーションユニット400はディスプレイを有していてもよい。そのような実施形態では、ディスプレイは例えば、液晶表示ディスプレイ（LCD）、ガスプラズマ式平面ディスプレイ、有機発光ダイオード（OLED）ディスプレイ、電気泳動インク（E-ink）ディスプレイ、LCDプロジェクタ、または他のタイプの表示装置のような、1つまたは複数のデバイスを含んでもよい。

40

【0170】

いくつかの実施形態では、ナビゲーションユニット400の全体または一部が、ナビゲーションユニット400の種々の構成要素を保護する外部ケースに収容されてもよい。例えば、いくつかの実施形態では、ナビゲーションユニット400は、単一のシェルに収容された受信機403、アンテナマウント406、およびコンピューティングデバイス409を有するポータブルまたはハンドヘルドユニットであってもよい。そのような実施形態は、タブレットコンピュータ、携帯電話、スマートフォン、携帯情報端末（PDA）、お

50

よび／または類似の携帯コンピューティングデバイスのような、携帯コンピューティングデバイスを含んでもよい。そのような実施形態はまた、個人用ナビゲーションデバイス、ハンドヘルドナビゲーションデバイス、またはバス、自動車、モーターボート、または類似の車両のダッシュボードに搭載されうるナビゲーションデバイスのような専用ナビゲーションユニットを含んでもよい。他の実施形態では、受信機403は、コンピューティングデバイス409の遠隔または外部にあってもよく、アンテナマウント406を介してコンピューティングデバイスに接続されてもよい。そのような実施形態は、例えば船舶や飛行機で見られるような車載ナビゲーションユニット400であってもよい。

【0171】

受信機403は、誘導表面波を受信することができる1つまたは複数の構造体に対応してもよい。受信機403は、例えば、前述の線形プローブ、同調共振器、磁気コイル、および／または誘導表面波を受信する類似の構造体を含んでもよい。いくつかの実施形態では、受信機403は、そのそれぞれが他の受信機403からの異なる周波数の誘導表面波を受信するように調整された複数の受信機403を表してもよい。種々の実施形態では、受信機403は、異なる周波数の複数の誘導表面波を同時に受信するように調整されていてもよい。いくつかの実施形態では、受信機403は、第1の周波数の誘導表面波を検出、受信、および／または測定し、その後第2の周波数の第2の誘導表面波を検出するために第2の周波数に切り替えるために、周波数を変えるように構成されてもよい。アンテナマウント406は、受信機403をコンピューティングデバイス409に接続することができる任意の物理的構造体に対応していてもよい。

【0172】

コンピューティングデバイス409は、例えばその両者がローカルインターフェース419に接続されたプロセッサ413およびメモリ416を有する、少なくとも1つのプロセッサ回路を有する。ローカルインターフェース419は、理解されるように、例えばアドレス／制御バスまたは他のバス構造を伴うデータバスを有していてもよい。

【0173】

データ、およびプロセッサ413によって実行可能ないくつかのコンポーネントの両方が、メモリ416に格納される。特に、マルチラテレーションアプリケーション423および潜在的に他のアプリケーションがメモリ416に格納され、プロセッサ413によって実行可能である。また、地図データ429、慣性データ431、位相シフト曲線433、および／または潜在的に他のデータを格納してもよいデータストア426が、メモリ416に格納されてもよい。さらに、オペレーティングシステムがメモリ416に格納され、プロセッサ413によって実行可能である。

【0174】

地図データ429は、ナビゲーションユニット400がナビゲートしてもよい、またはジオロケーションがなされてもよい1つまたは複数の地形を表す。地図データ429は、全世界のデータ、または半球、大陸、大洋、海、湖、国、州／県、市、および／またはそれらの一部のような特定の地域または場所に関するデータを含んでもよい。地図データ429はまた、地球上、または特定の地域または場所内の位置を特定するための1つまたは複数の座標系を含んでもよい。そのような座標系は、緯経線、ユニバーサル横メルカトル図法（UTM）の座標系、ユニバーサル極心平射図法（UPS）の座標系、グリッドシステム、および／または他の座標系を含んでもよい。

【0175】

慣性データ431は、ナビゲーションユニット400の現在および過去の軌跡を記述するナビゲーションデータを表す。慣性データ431は、例えば、現在の速度、現在の高度、および／またはナビゲーションユニット400の現在の進行方向、またはナビゲーションユニット400が取り付けられた対象物、ならびに他のナビゲーションデータを表してもよい。慣性データ431はまた、初期すなわち出発位置、過去の速度およびそれに対応する進行方向、過去の高度、および／または他のナビゲーションデータなどの履歴データを含んでもよい。

【0176】

位相シフト曲線データ433は、2つの誘導表面波導波路プローブPの間の双曲線の、1つまたは複数の格納されたセットを表す。位相シフト曲線データ433は、2つの誘導表面波導波路プローブPから発射された2つの誘導表面波の位相差が一定値となる、対応する2つの誘導表面波導波路プローブPの間および周囲の点を表す。誘導表面波がその各波長のある倍数に等しい距離を伝わる際に、2つの誘導表面波導波路プローブPの間の距離に依存して、特定の位相差に対して複数の位相シフト曲線データ433が存在してもよい。

【0177】

マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400によって受信される1つまたは複数の誘導表面波に基づいて、ナビゲーションユニット400の位置を特定するために実行される。いくつかの実施形態では、マルチラテレーションアプリケーション423は、本明細書でさらに説明されるように、例えば、1つまたは複数の誘導表面波が1つまたは複数の対応する誘導表面波導波路プローブPから進行するのに要した時間の長さに基づいて、ナビゲーションユニット400の位置を計算してもよい。種々の実施形態では、マルチラテレーションアプリケーション423は、本明細書でさらに説明されるように、例えば、ナビゲーションユニット400の位置で測定された1つまたは複数の誘導表面波の信号強度と、1つまたは複数の対応する誘導表面波導波路プローブPにおける1つまたは複数の誘導表面波のそれぞれの信号強度との間の差に基づいて、ナビゲーションユニット400の位置を計算してもよい。種々の実施形態では、マルチラ
20
マルチラテレーションアプリケーション423はまた、本明細書でさらに説明されるように、例えば、ナビゲーションユニット400の位置において測定された2つ以上の誘導表面波の間の位相シフトに基づいて、ナビゲーションユニット400の位置を計算してもよい。1つまたは複数のこれらの種々の実施形態では、マルチラテレーションアプリケーション423は、地図データ429、位相シフト曲線433、慣性データ431、および／または他のナビゲーションデータのような追加的なデータを利用してもよい。

【0178】

理解されるように、メモリ416に格納され、プロセッサ413によって実行可能な、他のアプリケーションがあってもよいことが分かる。これらの他のアプリケーションは、例えば、受信機403を有するナビゲーションユニット400によって検出される誘導表面波の強度を決定するために実行されてもよい。本明細書で説明される任意のコンポーネントはソフトウェアの形態で実装され、例えばC、C++、C#、オブジェクトC、J A V A（登録商標）、J a v a S c r i p t（登録商標）、P e r l、P H P、V i s u a l
30
B a s i c（登録商標）、P y t h o n（登録商標）、R u b y、F l a s h（登録商標）、または他のプログラミング言語などの、多くのプログラミング言語のうちのいずれか1つが採用されてもよい。

【0179】

多くのソフトウェアコンポーネントがメモリ416に格納され、プロセッサ413によって実行可能である。これに関して、用語「実行可能な（e x e c u t a b l e）」とは、最終的にプロセッサ413によって実行されることができる形態のプログラムファイル
40
であることを意味している。実行可能なプログラムとは、例えば、メモリ416のランダムアクセス部分に読み込まれ、プロセッサ413で実行されることのできるフォーマットのマシンコードに翻訳されることのできるコンパイルされたプログラム、メモリ416のランダムアクセス部分に読み込まれ、プロセッサ413で実行されることのできるオブジェクトコードのような適当なフォーマットで表されてもよいソースコード、またはプロセッサ413によって実行されるために、メモリ416のランダムアクセス部分に命令を生成するための他の実行可能なプログラムによって解釈されうるソースコード等であってもよい。実行可能なプログラムは、例えば、ランダム・アクセス・メモリ（R A M）、リード・オンリー・メモリ（R O M）、ハードドライブ、ソリッド・ステート・ドライブ、U S Bフラッシュドライブ、メモリカード、コンパクトディスク（C D）やデジタル多用途
50

ディスク（DVD）のような光学ディスク、フロッピーディスク、磁気テープ、または他のメモリ要素を含む、メモリ416の任意の部分または部品に格納されてもよい。

【0180】

メモリ416は、本明細書では、揮発性および不揮発性の両方のメモリおよびデータ記憶コンポーネントを含むように定義される。揮発性コンポーネントは、電力喪失の場合にデータ値を保持しない。不揮発性コンポーネントは、電力喪失の場合でもデータを保持する。このように、メモリ416は、例えば、ランダム・アクセス・メモリ（RAM）、リード・オンリー・メモリ（ROM）、ハード・ディスク・ドライブ、ソリッド・ステート・ドライブ、USBフラッシュドライブ、メモリ・カード・リーダを介してアクセスされるメモリカード、関連するフロッピー・ディスク・ドライブを介してアクセスされるフロッピーディスク、光学ディスクドライブを介してアクセスされる光学ディスク、適切なテープドライブを介してアクセスされる磁気テープ、および／または他のメモリコンポーネント、またはこれらのメモリコンポーネントの任意の2つ以上の組み合わせを含んでもよい。さらに、RAMは、例えば、スタティック・ランダム・アクセス・メモリ（SRAM）、ダイナミック・ランダム・アクセス・メモリ（DRAM）、または磁気ランダム・アクセス・メモリ（MRAM）、および他のそのようなデバイスを含んでもよい。ROMは、例えば、プログラマブル・リード・オンリー・メモリ（PROM）、消去可能なプログラマブル・リード・オンリー・メモリ（EPROM）、電氣的消去可能なプログラマブル・リード・オンリー・メモリ（EEPROM）、または他の同様なメモリデバイスを含んでもよい。

【0181】

また、プロセッサ413は、複数のプロセッサ413および／または複数のプロセッサコアを表すことがあり、メモリ416は、並列処理回路で動作する複数のメモリ416を表すことがある。その場合は、ローカルインターフェース419は、複数のプロセッサ413のいずれか2つの間、いずれかのプロセッサ413およびいずれかのメモリ416の間、またはメモリ416のいずれか2つの間等の通信を容易にする適切なネットワークであってもよい。ローカルインターフェース419は、例えば、負荷の平均化の実行のような、通信の調整を行うように設計された付加的なシステムを含んでもよい。プロセッサ413は、電氣的または他の利用可能な構成であってもよい。

【0182】

マルチラテレーションアプリケーション423、および本明細書で説明される他の種々のシステムは、上述のように汎用ハードウェアで実行されるソフトウェアやコードで具現化されてもよいが、代替的に、専用ハードウェア、またはソフトウェア／汎用ハードウェアおよび専用ハードウェアの組み合わせで具現化されてもよい。専用ハードウェアで具現化された場合は、それぞれの専用ハードウェアは、多くの技術のうちのいずれか1つ、またはそれらの組み合わせを採用した回路またはステートマシンとして実装されることができる。これらの技術は、それらに限定されないが、1つまたは複数のデータ信号を活用する際の種々の論理ファンクションを実装する論理ゲートを有するディスクリートの論理回路、適切な論理ゲートを有する特定用途向け集積回路（ASIC）、フィールドプログラマブルゲートアレイ（FPGA）、または他の部品等を含んでもよい。そのような技術は一般に同業者によく知られているので、本明細書では詳しくは説明しない。

【0183】

図22に移って、マルチラテレーションアプリケーション423（図21）によるナビゲーションユニット400（図21）の位置の決定についての図式的な表現が示される。ここで、3つの地上局500が、それぞれの誘導表面波導波路プローブPを使って誘導表面波を発射する。ナビゲーションユニット400がそれぞれの誘導表面波を受信し、そしてマルチラテレーションアプリケーション423が、地上局500から誘導表面波が進行した時間を決定したり、ナビゲーションユニット400および地上局500の間での誘導表面波の信号強度の変化を測定したりすることにより、各地上局500からの距離を特定する。そしてマルチラテレーションアプリケーション423は、各地上局500の周囲の

周面 503 を計算してもよい。他の実施形態では、適切な周面 503 が事前に計算されてもよく、マルチラテレーションアプリケーション 423 は、代わりにナビゲーションユニット 400 のメモリ 416 (図 21) に格納された周面 503 を参照してもよい。これらの周面 503 は、例えば、ナビゲーションユニット 400 のデータストア 426 (図 21) 中の地図データ 429 (図 21) の中に含まれていてもよい。地上局 500 から発射された誘導表面波の伝搬速度は、誘導表面波が伝わる陸上の媒体の特性に応じて変動するであろうから、結果的にマルチラテレーションアプリケーション 423 は、各地上局の周囲の周面 503 を調整する必要がある場合がある。例えば、周面は、誘導表面波が進行するに伴っていびつになる場合がある。次にマルチラテレーションアプリケーション 423 は、各地上局 500 の周囲の周面 503 が他の全ての地上局 500 の周囲の他の全ての周面 503 と交差する位置 506 を特定してもよい。この位置 506 がナビゲーションユニット 400 の位置 506 に対応する。

10

【0184】

いくつかの実施形態は、より高精度を達成するために、3 つ以上の地上局 500 を使用してもよい。例えば、地上局 500 の計時機構の精度のわずかな差異、または地上局 500 から発射された誘導表面波の干渉によって、誘導表面波または誘導表面波によって送信されるデータの測定は不正確になる場合がある。さらなる地上局 500 を使用することにより、マルチラテレーションアプリケーション 423 は誤差の特定と訂正、およびより正確な計算を行うことができる。他の実施形態は、ナビゲーションユニット 400 の 2 つの可能な位置を特定するために 2 つの地上局 500 を使ってもよいし、ナビゲーションユニット 400 の 2 つの潜在的な位置 506 のうちの 1 つを除外するために、慣性データ 431 (図 21) および推測航法、または他の慣性ナビゲーション技術のようなさらなるデータおよび／または技術を使ってもよい。

20

【0185】

さらに、地上局 500 は、本開示の種々の実施形態に係るマスター／スレーブ構成に設定されてもよい。そのような実施形態では、第 1 の地上局 500 が第 1 の誘導表面波を発射する。他の地上局 500 は第 1 の誘導表面波を受信し、それに応答して誘導表面波を発射する。他の地上局 500 はまた、第 1 の地上局 500 からの第 1 の誘導表面波の受信に応答して誘導表面波を発射する前に、所定時間待機してもよい。そのような構成では、ナビゲーションユニット 400 は、本明細書でさらに詳細に説明されるように、各誘導表面波の到着の時間遅れに基づいて、ナビゲーションユニット 400 および各地上局 500 の間の距離を特定することができる。さらに、そのような構成は自己同期するという利点を有する。高信頼に誘導表面波を発射するために、各地上局 500 で同期した時刻を維持する時計を保持する必要はなく、第 1 の地上局 500 の時計のみが維持される必要がある。なぜなら、残りの地上局 500 による誘導表面波の発射のタイミングは、第 1 の誘導表面波が残りの各地上局 500 で受信される時刻の関数であるからである。

30

【0186】

出願人らはまた、誘導表面波の強度の測定に頼る実施形態では、定常波または連続波が使用されてもよいことに注目する。なぜなら、これらの実施形態では、ナビゲーションユニット 400 の位置 506 を特定するために誘導表面波の到着時刻は必要ないからである。そのような実施形態では、定常波または連続波の誘導表面波を使用することにより、ナビゲーションユニット 400 の位置 506 を任意の時点で決定できる。一方、ナビゲーションユニット 400 から地上局 500 までの距離を計算する実施形態では、ナビゲーションユニット 400 は、地上局に位置する誘導表面波導波路プロープ P によって発射される誘導表面波を受信するのを待つ必要がある。

40

【0187】

図 23 に進んで、ナビゲーションユニット 400 で測定される誘導表面波の位相差を用いた、マルチラテレーションアプリケーション 423 (図 21) によるナビゲーションユニット 400 (図 21) の位置の決定に使用される位相シフト曲線データ 433 の図式的な表現が示される。そのような実施形態では、一対の地上局 500 (図 22) のそれぞれ

50

が一对の位相同期した誘導表面波を発射する。そのため、ある位置におけるそれぞれの誘導表面波の位相は、地上局 500 とその位置との間を伝わる誘導表面波の波長の数の関数である。個別の位相シフト曲線 603 のいずれについても、2 つの地上局 500 から発射された誘導表面波の間の位相差は、位相シフト曲線 603 に沿う任意の点において一定である。

【0188】

誘導表面波の位相は、それが進行するにつれて循環するので、2 つの地上局 500 によって発射された 2 つの誘導表面波の間の所定の位相差に対応して、複数の位相シフト曲線 603 が存在する場合がある。例えば、2 つの地上局 500 の間の $\pi/2$ の位相差に対して、複数の位相シフト曲線 603 が存在する場合がある。ナビゲーションユニット 400 の位置 606 を特定するために、地上局 500 の第 2 のセットによって発射された誘導表面波の位相シフトの差が測定されてもよい。地上局 500 の各セットの測定された位相シフトに対する位相シフト曲線 603 が交差する場所は、ナビゲーションユニット 400 の潜在的な位置 606 を表す。ナビゲーションユニット 400 の実際の位置 606 を特定するために、地上局 500 およびそれに対応する位相シフト曲線 603 のさらなる対が、潜在的な位置 606 をさらに除外するために使用されてもよい。いくつかの実施形態では、ナビゲーションユニット 400 の実際の位置 606 を正確に特定するために、慣性データ 431 (図 21) および推測航法、または他の慣性ナビゲーション技術のようなさらなるデータおよび/または技術が、ナビゲーションユニット 400 の 1 つまたは複数の潜在的な位置 606 を除外するために使われてもよい。

【0189】

出願人らはまた、ナビゲーションユニット 400 の位置における 2 つ以上の誘導表面波の間の位相差を測定する方法は、誘導表面波の到着時刻の測定を必要としないので、定常波または連続波の誘導表面波を使用することができることに注目する。そのような実施形態では、それぞれの地上局 500 がそれに固有の対応する所定の周波数の定常波または連続波の誘導表面波を発射する、複数の地上局 500 を含んでいてもよい。2 つの地上局 500 が位相同期した同じ周波数の誘導表面波を発射した場合、それらの誘導表面波がナビゲーションユニット 400 によって検出された時に区別できないので、このようなことが行われる場合がある。いくつかの実施形態では、それぞれの地上局 500 は、ある所定の基準の高調波周波数すなわちマスター周波数の、その地上局に対応する定常波または連続波の誘導表面波を発射してもよい。

【0190】

図 24 に移って、本開示の種々の実施形態に係る、誘導表面波を介して送信されてもよい送信パケット 700 の描写が示される。送信パケット 700 は、タイムスタンプ 703、局位置 706、初期信号強度 709、および/または初期位相オフセット 713 を含んでいてもよい。マルチラテレーションアプリケーション 423 (図 21) がナビゲーションユニット 400 (図 21) の位置を正確に特定できるように、送信パケット 700 が、ナビゲーションユニット 400 に情報を送るために使われてもよい。送信パケット 700 中の情報を送ることで、ナビゲーションユニット 400 は、そのメモリ 416 (図 21) またはデータストア 426 (図 21) にローカルに情報を格納する必要がない。さらに、ナビゲーションユニット 400 のどの内部時計すなわち計時デバイスも、誘導表面波を発射する地上局の時計との同期を維持することができる。その上、誘導表面波の到着時の時間遅れ、すなわち誘導表面波が地上局 500 (図 22) からナビゲーションユニット 400 の位置 506 (図 22) まで進行するのに要する時間を測定するこれらの実施形態では、送信パケットを使用すれば、定常波または連続波の誘導表面波を使用できる。そのような実施形態では、誘導表面波で搬送された送信パケット 700 の到着時刻が、誘導表面波自体の到着時刻の代わりとして使われてもよい。しかしながら、送信パケット 700 は、振幅変調、周波数変調、および/または他の技術を使用して本明細書で説明される実施形態のいずれによって送信されてもよい。

【0191】

タイムスタンプ703は、送信パケット700が生成された時刻、または誘導表面波を介して送信パケットが送られた時刻を特定する。タイムスタンプ703が送信パケット700の生成された時刻を表す実施形態では、送信パケット700の生成と送信パケット700の送信との間に前もって定義された遅れが存在してもよく、それにより送信パケット700が誘導表面波により送られた時刻が、タイムスタンプ703がどのようにフォーマットされているかに基づいて、タイムスタンプ703にその遅れを加減算して決められてもよい。ナビゲーションユニット400は、タイムスタンプ703に基づいて、ナビゲーションユニット400と送信パケットを送る地上局500との間の距離を以下の式から決めてもよい。

$$\text{距離} = \text{速度}_{\text{波}} (\text{時刻}_{\text{受信}} - \text{時刻}_{\text{送信}})$$

ここで、変数速度_波は誘導表面波が地球表面を進行する際の既知の速度、変数時刻_{受信}はナビゲーションユニット400が送信パケット700を受信した時刻、そして変数時刻_{送信}は送信パケット700のタイムスタンプ703の中の値を表す。

【0192】

局位置706は、その送信パケット700を送信した地上局500（図22）の地理座標を表す。前述のように、局位置706、およびタイムスタンプ703に基づいて計算された局位置706からの距離に基づいて、ナビゲーションユニット400は地上局500の周囲の円を特定してもよい。その円は、前述のように、局位置706に等しい中心と、計算された距離に等しい半径を有する。

【0193】

初期信号強度709は、地上局500における誘導表面波導波路プローブPによって発射された時の誘導表面波の信号強度を表す。誘導表面波の強度は、地上局500における誘導表面波導波路プローブPとナビゲーションユニット400の位置506との間の距離の関数として減衰するので、ナビゲーションユニット400は、初期信号強度709とナビゲーションユニット400によって測定された信号強度との差を計算することで、ナビゲーションユニット400の位置506と地上局506との間の距離を計算できる。

【0194】

しかしながら、地上局500の台数が限定されている実施形態では、各地上局での各誘導表面波の強度は、ナビゲーションユニット400のメモリ416に格納された既知の量であってもよい。そのような実施形態では、初期信号強度709は、送信パケット700から省かれてもよく、または、ナビゲーションユニット400を現在の条件に同期させるのに使用されてもよい。

【0195】

位相オフセット713は、送信パケット700を搬送する誘導表面波の初期位相を表す。位相オフセット713は、ナビゲーションユニット400の位置606（図23）における複数の誘導表面波の位相差に基づいてナビゲーションユニット400の位置を特定する実施形態で使われてもよい。そのような実施形態では、位相オフセット713を送信することにより、ナビゲーションユニット400は地上局500との同期を維持することが可能になる。

【0196】

次に図25を参照して、種々の実施形態に係るマルチラテレーションアプリケーション423の一部の処理の一実施例を提供するフローチャートが示される。本明細書で説明されるように、図25のフローチャートは、マルチラテレーションアプリケーション423の一部の処理を実装するために採用されてもよい多くの異なるタイプの機能配置の単なる一実施例を提供することが理解される。代わりとして、図25のフローチャートは、1つまたは複数の実施形態に係るコンピューティングデバイス409（図21）に実装される方法の要素の一実施例を示すものとして見てもよい。

【0197】

ボックス803から始めて、マルチラテレーションアプリケーション423は、最低必要台数の誘導表面波導波路プローブPがジオロケーションに利用できるかどうかを決定す

10

20

30

40

50

る。マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400（図21）によって検出される誘導表面波の数を決定することによって、これを決定してもよい。各誘導表面波は、例えば、地上局500（図22）における誘導表面波導波路プロープPに対応していてもよい。そのため、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400によって検出されうる誘導表面波の数を計数することによって、最低必要台数の地上局500が利用できるかどうかを決定してもよい。最低必要台数の誘導表面波導波路プロープPが利用できる場合、処理はボックス806に進み、そうでなければ処理は終了する。

【0198】

ボックス806に進んで、マルチラテレーションアプリケーション423は、どの送信がどの地上局500に対応するかを特定する。例えば、各地上局500が、特定の周波数に調整された誘導表面波に紐付けされていてもよい。誘導表面波の周波数を特定することにより、マルチラテレーションアプリケーション423は、どの地上局500が、その誘導表面波を発射した誘導表面波導波路プロープPを有するかを決定できる。

【0199】

ボックス809に移って、マルチラテレーションアプリケーション423は、種々の実施形態において、誘導表面波によって搬送される送信パケット700（図24）の中のデータを解析してもよい。例えば、マルチラテレーションアプリケーション423は、誘導表面波が発射された時刻、その誘導表面波を発射した誘導表面波導波路プロープPを有する地上局500の位置を決定するための、送信パケット700に含まれる情報、および／または送信パケット700に含まれる可能性のある他のデータを使用してもよい。

【0200】

次にボックス813を参照して、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400から各地上局500までの距離を計算する。ナビゲーションユニット400は、送信パケット700のタイムスタンプ703（図24）に基づいて、ナビゲーションユニット400と、送信パケットを送信する地上局500との間の距離を、以下の式を使って決定してもよい。

距離＝速度_波（時刻_{受信}－時刻_{送信}）

ここで、変数速度_波は誘導表面波が地球表面を進行する際の既知の速度、変数時刻_{受信}はナビゲーションユニット400が送信パケット700を受信した時刻、そして変数時刻_{送信}は送信パケット700のタイムスタンプ703の中の値を表す。

【0201】

次にボックス816に進んで、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400の位置506（図22）を特定するために使用される各地上局500の周囲の周面を、計算、プロット、または生成する。周面は前述のように、例えば、地上局500の位置に等しい中心と、地上局までの計算された距離に等しい半径とを持つ円を生成することにより計算されてもよい。地上局500の位置は既知で、ナビゲーションデバイス400のメモリ416（図21）に格納されていてもよく、または送信パケット700から解析された局位置706（図24）に基づいて決定されてもよい。

【0202】

ボックス819に移って、マルチラテレーションアプリケーション423は、各周面が他の全ての周面と交差する位置506を特定する。この交点が、含まれる各地上局500に対するナビゲーションユニット400の位置506を表す。その後、処理は終了する。

【0203】

次に図26を参照して、種々の実施形態に係るマルチラテレーションアプリケーション423の一部の処理の一実施例を提供するフローチャートが示される。本明細書で説明されるように、図26のフローチャートは、マルチラテレーションアプリケーション423の一部の処理を実装するために採用されてもよい多くの異なるタイプの機能配置の単なる一実施例を提供することが理解される。代わりとして、図26のフローチャートは、1つまたは複数の実施形態に係るコンピューティングデバイス409（図21）に実装される

方法の要素の一実施例を示すものとして見てもよい。

【0204】

ボックス903から始めて、マルチラテレーションアプリケーション423は、最低必要台数の誘導表面波導波路プローブPがジオロケーションに利用できるかどうかを決定する。マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400（図21）によって検出される誘導表面波の数を決定することによって、これを決定してもよい。各誘導表面波は、例えば、地上局500（図22）における誘導表面波導波路プローブPに対応していてもよい。そのため、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400によって検出されうる誘導表面波の数を計数することによって、最低必要台数の地上局500が利用できるかどうかを決定してもよい。最低必要台数の誘導表面波導波路プローブPが利用できる場合、処理はボックス906に進み、そうでなければ処理は終了する。

10

【0205】

次に、ボックス906に進んで、マルチラテレーションアプリケーション423は、どの送信がどの地上局500に対応するかを特定する。例えば、各地上局500が、特定の周波数に調整された誘導表面波に紐付けされていてもよい。誘導表面波の周波数を特定することにより、マルチラテレーションアプリケーション423は、どの地上局500が、その誘導表面波を発射した誘導表面波導波路プローブPを有するかを決定できる。

【0206】

ボックス909に移って、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400の位置506においてナビゲーションユニット400により検出された各誘導表面波の強度を決定する。強度は、ナビゲーションユニット400の受信機403（図21）および対応する回路、センサ、またはアプリケーションを用いて、ナビゲーションユニット400によって測定されてもよい。

20

【0207】

次にボックス913を参照して、各地上局500までの距離が決定される。地上局500における誘導表面波導波路プローブPから発射された各誘導表面波は、初期強度を有するであろう。その強度は、誘導表面波が地上局500から進行するにつれて、予測可能な形で減少するであろう。誘導表面波が地球を伝わる場合、誘導表面波がその地上局500の位置に対する赤道に向かって進行するにつれて、その強度は幾何学的な広がりにより減少し、その後誘導表面波が地上局500に対する対蹠地に向かって進行するにつれて、誘導表面波はその点に集中するのでその強度は再び増加する。マルチラテレーションアプリケーション423は、地上局500とナビゲーションユニット400との間の誘導表面波の強度変化を決定することにより、各地上局からのナビゲーションユニット400の距離を決定してもよい。いくつかの実施形態では、地上局において発射された時の誘導表面波の強度は既知で、ナビゲーションユニット400のメモリ416に格納されていてもよい。他の実施形態では、誘導表面波は、誘導表面波が発射された時の強度を表す初期信号強度709を含む送信パケット700（図24）の搬送波として作用してもよい。

30

【0208】

次にボックス916に進んで、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400の位置506（図22）を特定するために使用される各地上局500の周囲の周面を、計算、プロット、または生成する。周面は前述のように、例えば、地上局500の位置に等しい中心と、地上局までの計算された距離に等しい半径とを持つ円を生成することにより計算されてもよい。地上局500の位置は既知で、ナビゲーションデバイス400のメモリ416（図21）に格納されていてもよく、または送信パケット700から解析された局位置706（図24）に基づいて決定されてもよい。

40

【0209】

ボックス919に移って、マルチラテレーションアプリケーション423は、各周面が他の全ての周面と交差する位置506を特定する。この交点が、含まれる各地上局500に対するナビゲーションユニット400の潜在的な位置506を表す。いくつかの実施形

50

態では、誘導波が短い距離を進行する場合、ナビゲーションユニット400の位置506に対応する交点が1つしかない場合がある。誘導波が地球全体を伝わる場合など、より長い距離を進行する実施形態では、前述した理由から、各誘導表面波は本来の地上局500を中心とする半球中のある強度に対する位置の第1のセット、およびその地上局500の対蹠地を中心とする半球中の同じ強度に対する位置の第2のセットを有するため、複数の潜在的な位置506が特定される場合がある。

【0210】

次にボックスを参照して、923は、ボックス919で既に決定された交点に基づいて現在の位置を特定する。短距離または中距離を進行する誘導表面波を使用する実施形態では、マルチラテレーションアプリケーション423は、唯一の共通の交点をナビゲーションユニット400の位置506として特定する。地球全体を伝わるような、中距離から長距離を進行する誘導表面波を使用する実施形態では、マルチラテレーションアプリケーション423は、潜在的な位置506のセットから実際の位置506を特定するために、追加のデータを利用してもよい。例えば、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400が北半球に、または北アメリカ大陸上に位置していることを決定するために、ナビゲーションユニット400によって格納された慣性データ431を使用してもよく、それにより北半球の、または北アメリカ大陸上の位置506を、ナビゲーションユニット400の位置506として特定する。その後、処理は終了する。

【0211】

次に図27を参照して、種々の実施形態に係るマルチラテレーションアプリケーション423の一部の処理の一実施例を提供するフローチャートが示される。本明細書で説明されるように、図27のフローチャートは、マルチラテレーションアプリケーション423の一部の処理を実装するために採用されてもよい多くの異なるタイプの機能配置の単なる一実施例を提供することが理解される。代わりとして、図27のフローチャートは、1つまたは複数の実施形態に係るコンピューティングデバイス409（図21）に実装される方法の要素の一実施例を示すものとして見てもよい。

【0212】

ボックス1003から始めて、マルチラテレーションアプリケーション423は、最低必要台数の誘導表面波導波路プローブPがジオロケーションに利用できるかどうかを決定する。マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400（図21）によって検出される誘導表面波の数を決定することによって、これを決定してもよい。各誘導表面波は、例えば、地上局500（図22）における誘導表面波導波路プローブPに対応していてもよい。そのため、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400によって検出されうる誘導表面波の数を計数することによって、最低必要台数の地上局500が利用できるかどうかを決定してもよい。最低必要台数の誘導表面波導波路プローブPが利用できる場合、処理はボックス1006に進み、そうでなければ処理は終了する。

【0213】

ボックス1006に進んで、マルチラテレーションアプリケーション423は、どの送信がどの地上局500に対応するかを特定する。例えば、各地上局500が、基本周波数の高調波のような、特定の周波数に調整された誘導表面波に紐付けされていてもよい。誘導表面波の周波数を特定することにより、マルチラテレーションアプリケーション423は、どの地上局500が、その誘導表面波を発射した誘導表面波導波路プローブPに対応するかを決定できる。

【0214】

ボックス1009に移って、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400の位置606（図23）において、ナビゲーションユニット400によって検出された2つの地上局500からの2つの誘導表面波の間の位相差を決定する。位相差は、ナビゲーションユニット400の受信機403（図21）および関連する回路、センサ、またはアプリケーションを使って、ナビゲーションユニット400によ

て測定されてもよい。マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400の位置を確定するために用いられる地上局500の各対に対してこの機能を実行する。

【0215】

次にボックス1013を参照して、マルチラテレーションアプリケーション423は、位相シフト曲線603（図23）のセットを特定する。各位相シフト曲線は、地上局500からの位相同期した誘導表面波が、検出された位相シフト分だけ異なっている、2つの地上局500の間の点の連続した集合を表す。各誘導表面波の位相は、それが1波長を伝わる毎に周期的に循環するため、地上局500の対の間には、ある位相差に対して複数の位相シフト曲線が存在する場合がある。そのため、位相シフト曲線603のセットは複数の位相シフト曲線603を有する場合がある。

10

【0216】

次にボックス1016に進んで、マルチラテレーションアプリケーション423は、位相シフト曲線433の各セットが、どこで他の全ての位相シフト曲線603のセットと交差するかを特定する。位相シフト曲線603のセットが交差する位置606は、ナビゲーションユニット400の潜在的な位置606に対応している。誘導表面波の位相の周期性のため、位相シフト曲線603の各セットは、複数の位置606において他の全ての位相シフト曲線603のセットと交差する場合がある。

【0217】

ボックス1019に移って、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400の位置に対応する、位相シフト曲線603のセットの交点を特定する。マルチラテレーションアプリケーション423は、その特定を行うために、慣性データ431（図21）のような追加のデータを活用してもよい。例えば、マルチラテレーションアプリケーション423は、ナビゲーションユニット400がアメリカ合衆国内に位置していることを決定した場合、アメリカ合衆国内の位置606に対応する位相シフト曲線603の交点のみを選択するであろう。図25、26、および27のフローチャートは、マルチラテレーションアプリケーション423の一部の実装の機能および処理を示している。ソフトウェアで具現化された場合、各ブロックは、モジュール、セグメント、または具体的な論理機能（複数可）を実装するためのプログラム命令を有するコードの部分を表していてもよい。プログラム命令は、プログラミング言語で書かれた、人間が読み取り可能な命令文を有するソースコード、またはコンピュータシステムまたは他のシステム中のプロセッサ413（図21）のような適切な実行システムによって認識可能な数値的な命令を有するマシンコードの形態で具現化されてもよい。マシンコードは、ソースコード等から変換されてもよい。ハードウェアで具現化される場合は、各ブロックは、具体的な論理機能（複数可）を実装するための回路、または多数の相互接続された回路を表していてもよい。

20

30

【0218】

図25、26、および27のフローチャートは、実行の具体的な順番を示しているが、実行の順番は描かれている形態と異なってもよいことが理解される。例えば、2つ以上のブロックの実行の順番は、示された順番に対して入れ替えられてもよい。また、図25、26、および27の中で連続して示された2つ以上のブロックは、同時に、または部分的に同時に実行されてもよい。さらに、いくつかの実施形態では、図25、26、および27に示された1つまたは複数のブロックがスキップまたは省略されてもよい。加えて、利用性の向上、アカウントティング、性能の測定、またはトラブルシューティングの援助の提供等の目的で、任意の数のカウンタ、状態変数、警告信号、またはメッセージが、本明細書で説明される論理フローに追加されてもよい。そのような全ての変形は、本開示の範囲内であることを理解されたい。

40

【0219】

また、マルチラテレーションアプリケーション423を含む、ソフトウェアやコードを有する、本明細書で説明された任意の論理またはアプリケーションは、例えばコンピュー

50

タシステムまたはその他のシステムのプロセッサ413のような命令実行システムによって、または関連して使用される任意の非一時的なコンピュータ可読媒体において具現化されうる。この意味で、論理は、例えばコンピュータ可読媒体からフェッチされ、命令実行システムによって実行されうる命令および宣言を含む命令文を有してもよい。本開示の文脈において、「コンピュータ可読媒体」は、命令実行システムによって、または関連して使用されるための、本明細書で説明される論理やアプリケーションを含み、格納し、または保持することが可能な任意の媒体であることができる。

【0220】

コンピュータ可読媒体は、例えば、磁氣的、光学的、または半導体の媒体などの、多くの物理媒体のうちの任意の1つを含むことができる。コンピュータ可読媒体のより具体的な例は、それらに限定されないが、磁気テープ、磁気フロッピーディスク、磁気ハードドライブ、メモリカード、ソリッドステートドライブ、USBフラッシュドライブ、または光学ディスクを含むであろう。また、コンピュータ可読媒体は、例えばスタティック・ランダム・アクセス・メモリ (SRAM) およびダイナミック・ランダム・アクセス・メモリ (DRAM) を含むランダム・アクセス・メモリ (RAM)、または、磁気ランダム・アクセス・メモリ (MRAM) であってもよい。加えて、コンピュータ可読媒体は、リード・オンリー・メモリ (ROM)、プログラマブル・リード・オンリー・メモリ (PROM)、消去可能なプログラマブル・リード・オンリー・メモリ (EPROM)、電氣的消去可能なプログラマブル・リード・オンリー・メモリ (EEPROM)、または他のタイプのメモリデバイスであってもよい。

【0221】

さらに、マルチラテレーションアプリケーション423を含む、本明細書で説明される任意の論理またはアプリケーションは、種々の方法で実装され、また構成されてもよい。例えば、説明された1つまたは複数のアプリケーションは、1つのアプリケーションのモジュールまたはコンポーネントとして実装されてもよい。加えて、「アプリケーション」、「サービス」、「システム」、「エンジン」、「モジュール」などの用語は、交換可能であり、限定することを意図していないことを理解されたい。

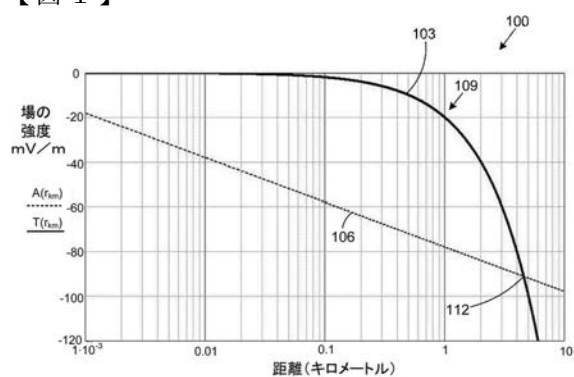
【0222】

特段の断りがない限り、「X、Y、またはZのうちの少なくとも1つ」という言い回しのような離接的な文言は、アイテム、用語等が、X、Y、またはZのいずれか、またはそれら（例えば、X、Y、および／またはZ）の任意の組み合わせであってもよいということを表すために一般に使用される文脈と理解されたい。したがって、このような離接的な文言は、特定の実施形態が、少なくとも1つのX、少なくとも1つのY、または少なくとも1つのZを必要とすることを暗示することを一般に意図しないし、また、すべきでない。

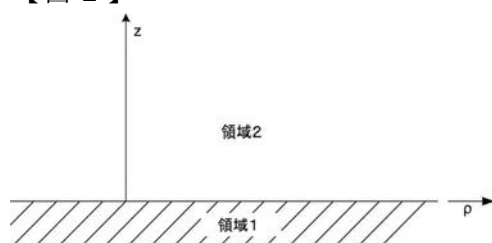
【0223】

本開示の上述した実施形態は、本開示の原理の明確な理解のために述べられた単なる可能な実施の例に過ぎないことを強調しておく。多くの変更および修正が、本開示の精神および原理から実質的に逸脱することなく、上述した実施形態（複数可）に対して行われてもよい。このような修正および変更は、全て本開示の範囲内に含まれ、以下の特許請求の範囲によって保護されることが意図されている。加えて、記載された実施形態および従属項の全ての随意的で好ましい特徴および変更は、本明細書で教示される本開示の全ての実施態様で使用的ことができる。さらに、記載された実施形態の全ての随意的で好ましい特徴および変更だけでなく、従属項の個々の特徴も、組み合わせ可能で互いに交換可能である。

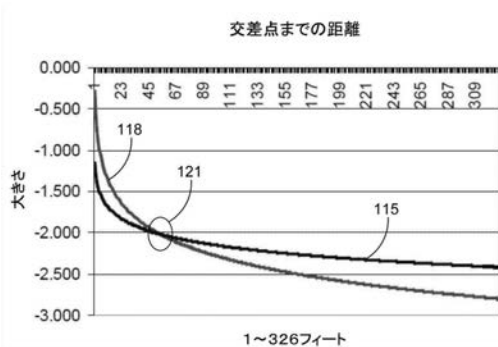
【图 1】



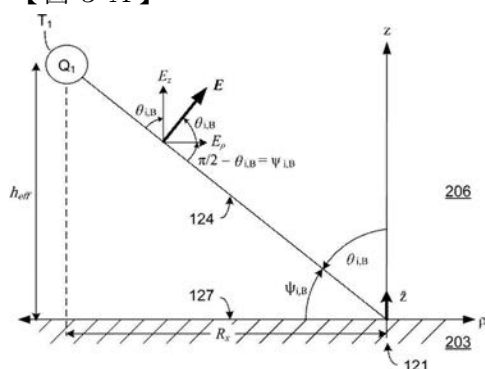
【図 2】



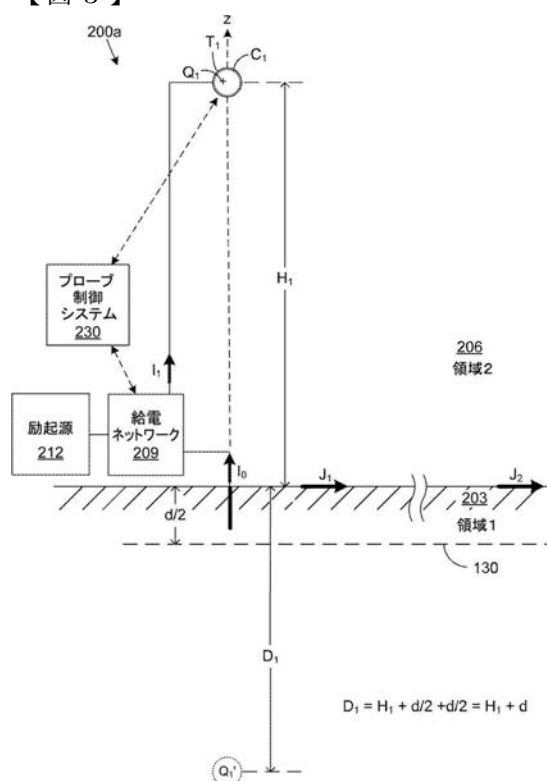
【图 4】



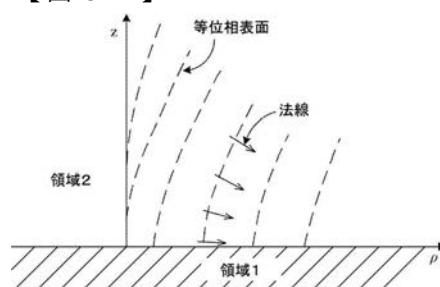
【図 5 A】



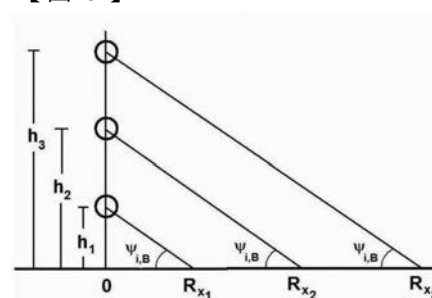
【图 3】



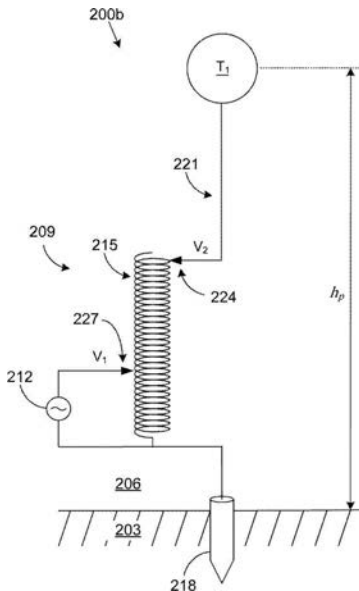
【図 5 B】



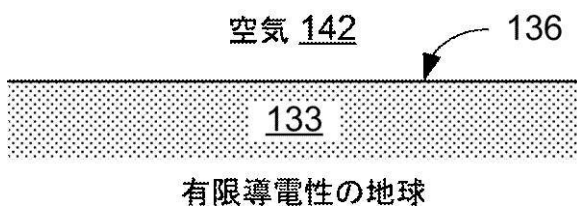
【图 6】



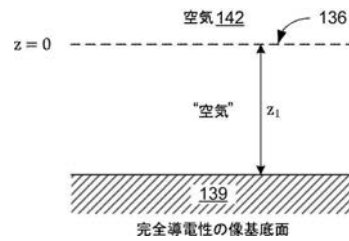
【図 7】



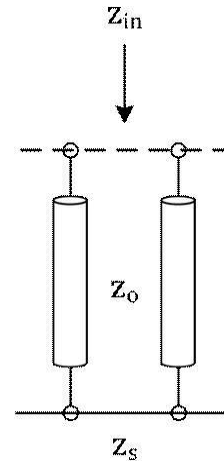
【図 8 A】



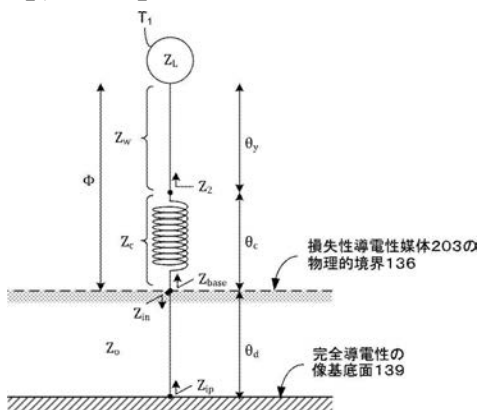
【図 8 B】



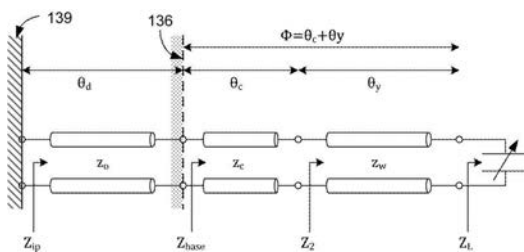
【図 8 C】



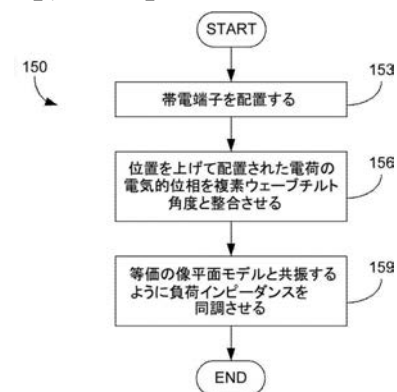
【図 9 A】



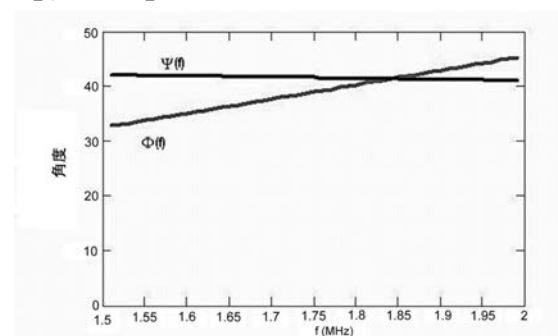
【図 9 B】



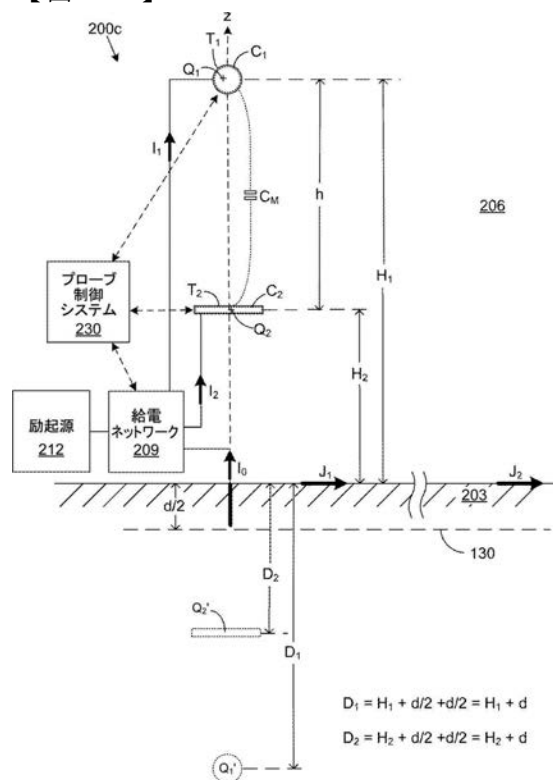
【図 10】



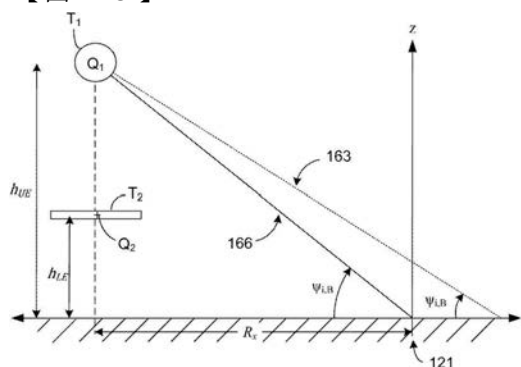
【図 11】



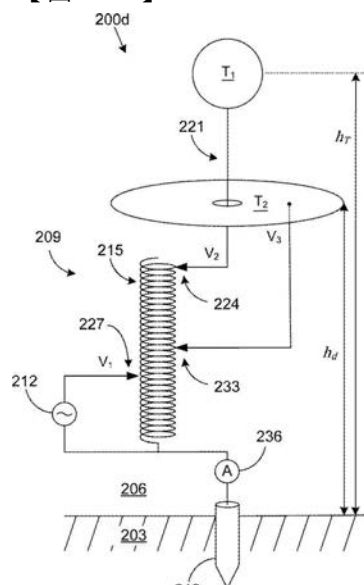
【图 1 2】



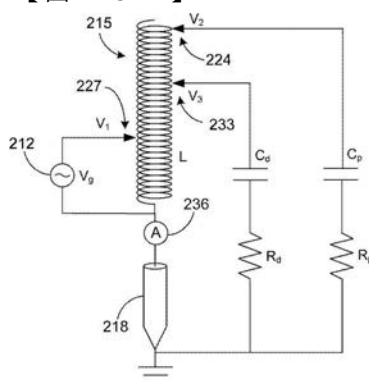
【图 1 3】



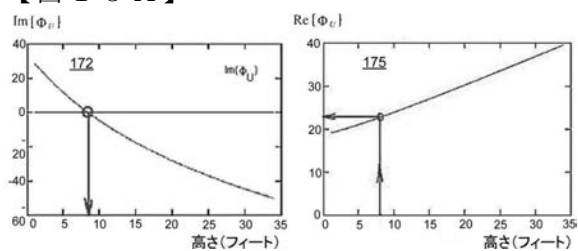
【図 14】



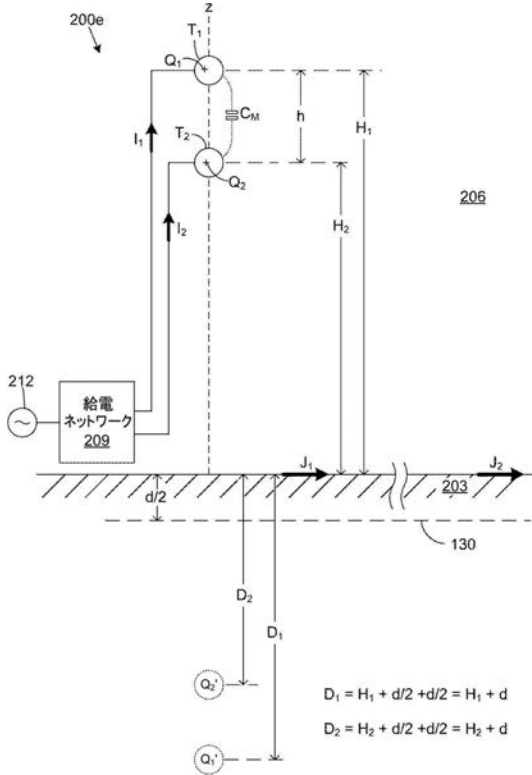
【 図 1 5 B 】



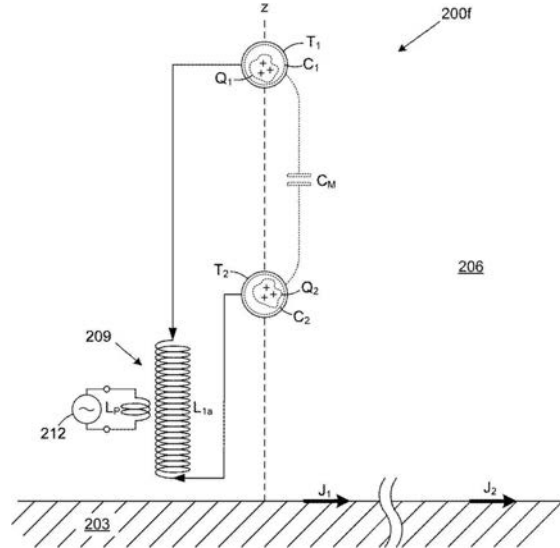
【図 1 5 A】²¹



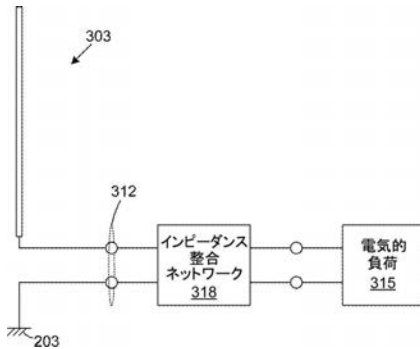
【図 16】



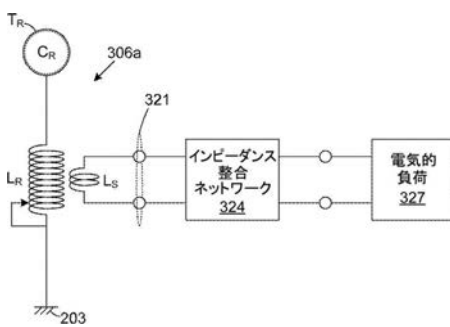
【図 17】



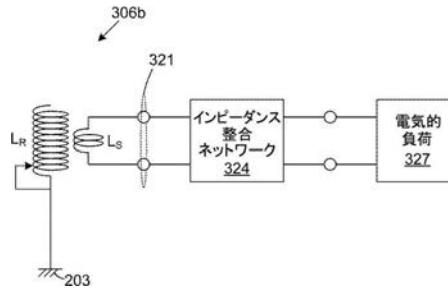
【図 18 A】



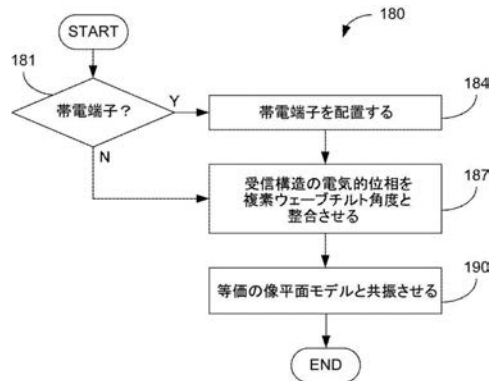
【図 18 B】



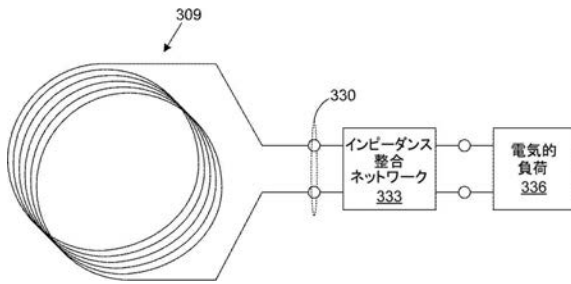
【図 18 C】



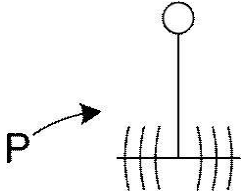
【図 18 D】



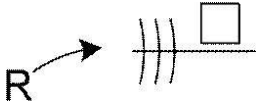
【図 19】



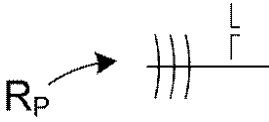
【図 20 A】



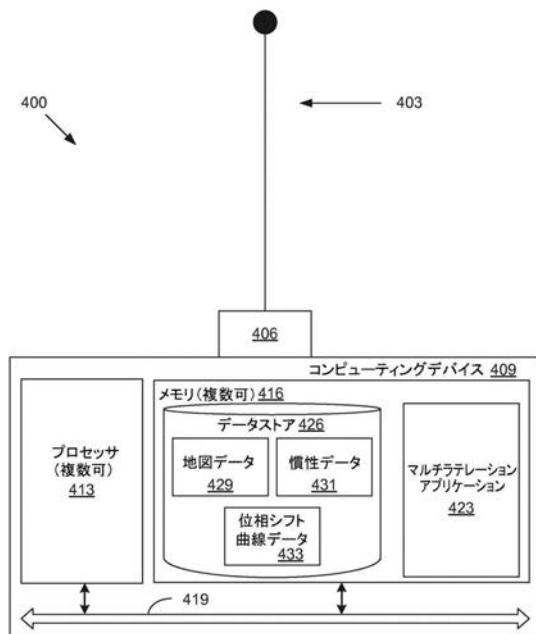
【図 20 B】



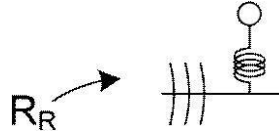
【図 20 C】



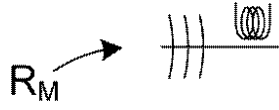
【図 21】



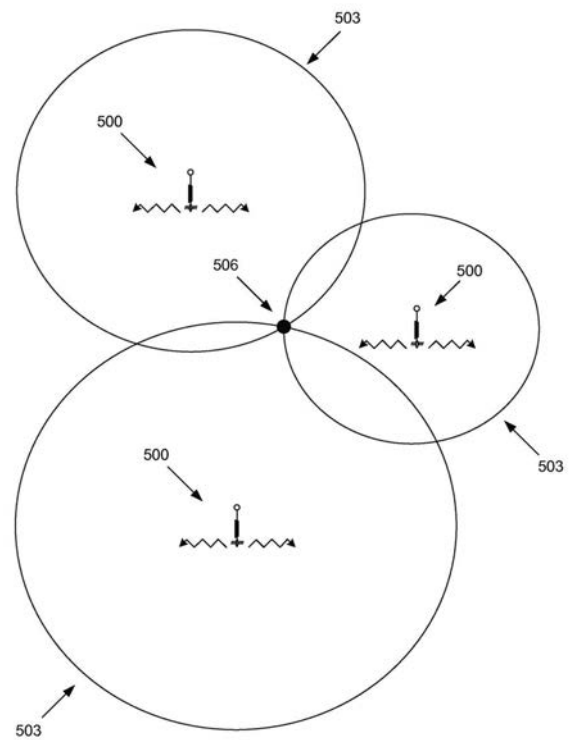
【図 20 D】



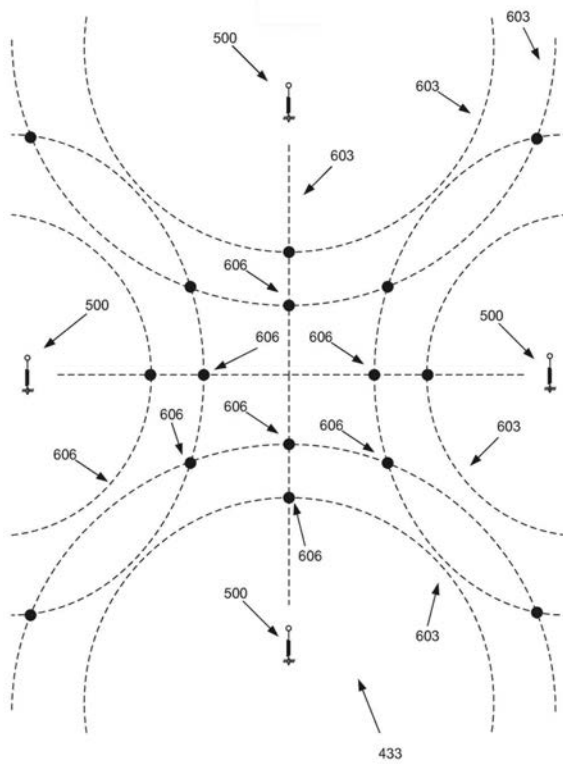
【図 20 E】



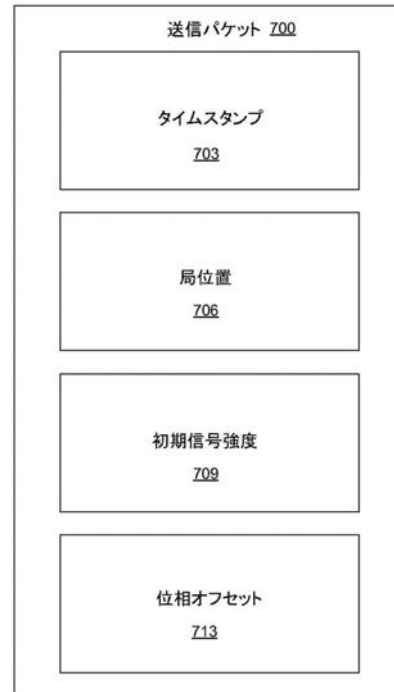
【図 22】



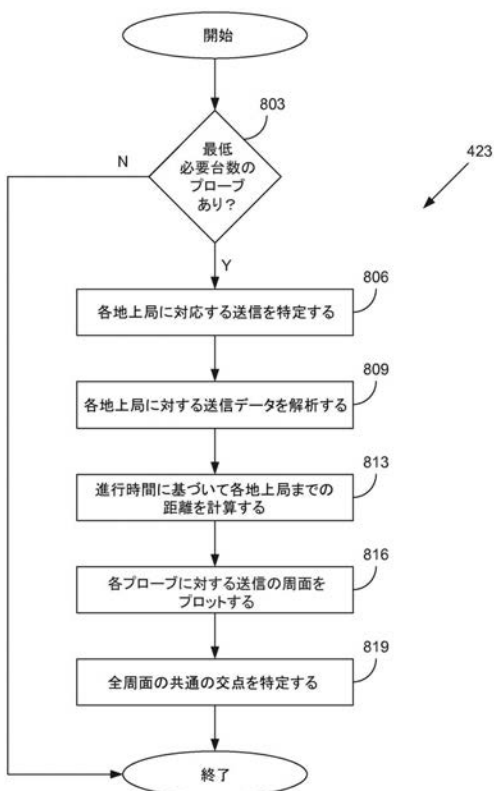
【図 2 3】



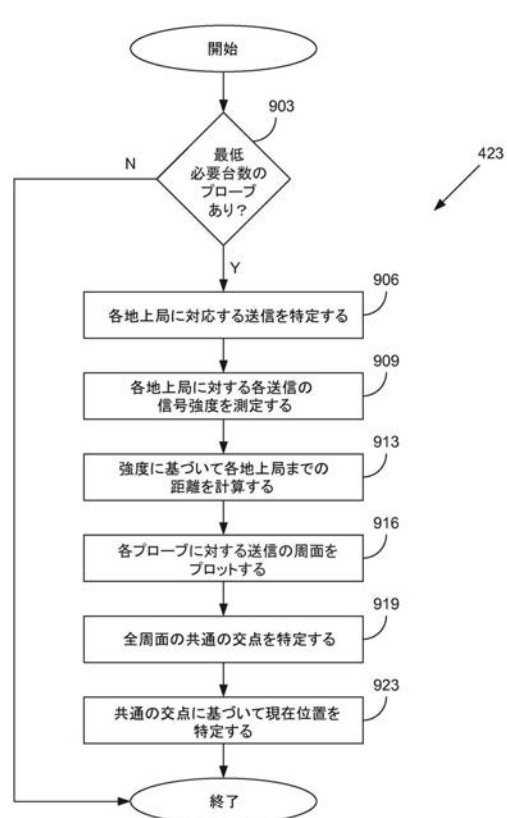
【図 2 4】



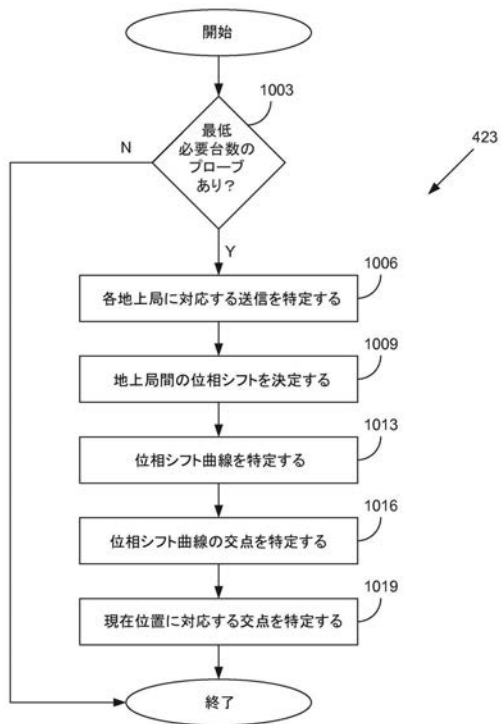
【図 2 5】



【図 2 6】



【図 27】



【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/US2015/049236

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
INV. H01P3/00	H01Q1/00	H02J17/00 H04B5/00
ADD.		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
G01R H01P H04B H01Q		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
EPO-Internal, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 2 568 528 A2 (ROKE MANOR RESEARCH [GB]) 13 March 2013 (2013-03-13) abstract figure 1 paragraphs [0016], [0017] -----	1-8, 15-17
A	US 3 742 509 A (DE BETTENCOURT J ET AL) 26 June 1973 (1973-06-26) the whole document -----	1-20
A	US 6 075 498 A (TALWAR ASHOK K [US]) 13 June 2000 (2000-06-13) the whole document -----	1-20
A	US 5 835 067 A (GOODMAN EDWARD A [US]) 10 November 1998 (1998-11-10) the whole document -----	1-20
	----- -/--	
☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
16 December 2015		04/01/2016
Name and mailing address of the ISA/ European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer Lauri, Lauro

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/US2015/049236

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	SINGH A K ET AL: "Excitation of surface electromagnetic waves on water", APP OPTICS,, vol. 17, no. 21, 1 November 1978 (1978-11-01), pages 3459-3465, XP001383974, the whole document -----	1-20

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/US2015/049236

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 2568528	A2	13-03-2013	AU 2012216720 A1 28-03-2013
			CA 2788912 A1 08-03-2013
			EP 2568528 A2 13-03-2013
			GB 2494435 A 13-03-2013
			US 2013064311 A1 14-03-2013

US 3742509	A	26-06-1973	NONE

US 6075498	A	13-06-2000	NONE

US 5835067	A	10-11-1998	NONE

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US

(72)発明者 コルム、 ケネス エル.

アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142

(72)発明者 リリー、 ジェームス ディ.

アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142

(72)発明者 ピンゾーン、 ヨセフ エフ.

アメリカ合衆国 44065 オハイオ州 ニューベリー フェアマウント ロード 10142

Fターム(参考) 2F067 AA03 AA06 BB01 HH01 HH10 JJ01 KK07

2F129 AA01 BB07 BB10 BB33